TV

NUMERO 11

LIRE 350

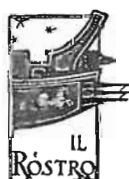
NOVEMBRE 1959 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

dott. ing. Alessandro Banfi

TV e democrazia minima

E' stata data notizia in questi giorni di una proposta di legge presentata alla camera dall'On. Rivera, per la soppressione dell'imposta di consumo sul sale a decorrere dal 1 Gennaio 1960. Secondo la stessa proposta, per sopperire al minor gettito valutato dai 14 ai 16 miliardi, lo Stato dovrebbe applicare una tassa di 5000 lire su ogni apparecchio televisivo e su ogni frigorifero.

Già in diverse occasioni in questa stessa sede abbiamo messo in evidenza l'assurdità di mantenere un così alto canone, come è ancora quello attuale, per l'abbonamento ai programmi televisivi.

Se all'inizio del servizio, 6 anni or sono, poteva anche sembrare giustificato un elevato canone per far fronte alle forti spese degli impianti tecnici, non vi erano più scusanti per non ridurlo progressivamente ad un livello che non avevamo esitato ad indicare intorno alle 8 ÷ 10.000 lire annue.

Tanto più che con l'introduzione delle trasmissioni pubblicitarie che assicurano oggi un introito di circa 15 milioni al giorno, non si può parlare di scarse entrate nel bilancio RAI.

Tutto ciò è stato anche avvertito dagli organi competenti e si è fatto il grande sforzo di ridurre qualche anno fa da 18.000 a 16.000 lire il canone TV. Recentemente il ministro delle telecomunicazioni ha annunciato, in un suo discorso all'apertura dell'ultima mostra della radio-TV, che erano allo studio ulteriori riduzioni del canone d'abbonamento.

Ciò nonostante, la TV italiana detiene sempre e con grande distacco il « record » della televisione più cara del mondo. Nè si può dire che i programmi della RAI siano migliori e più costosi di quelli di altre nazioni. Anzi in Inghilterra, con un canone di circa 6000 lire annue vengono offerti ben due programmi contemporanei selezionabili a volontà. Oggi per la verità si sta preparando anche per l'Italia un secondo programma e questo forse varrà a dare una certa giustificazione al mantenimento del forte canone attuale. Il giorno che si inizieranno anche da noi, e ciò è inevitabile a breve scadenza, delle trasmissioni TV commerciali private, forse una ulteriore giustificazione al « caro TV » potrà ancora trovarsi; tre programmi TV selezionabili a volontà possono anche pagarsi 16.000 lire all'anno.

Ma ora viene il bello. E' stato annunciato proprio in questi giorni che è stato presentato alla camera dei deputati un progetto di legge per istituire un nuovo balzello di L. 5.000 all'anno sui televisori e sui frigoriferi in uso presso privati. Se la notizia non fosse vera e documentata seriamente, potrebbe sembrare una « boutade » umoristica sul tipo del vecchio detto « piove, governo... ». Ma la cosa è vera, verissima, e ci induce a tristi riflessioni sui nostri governanti.

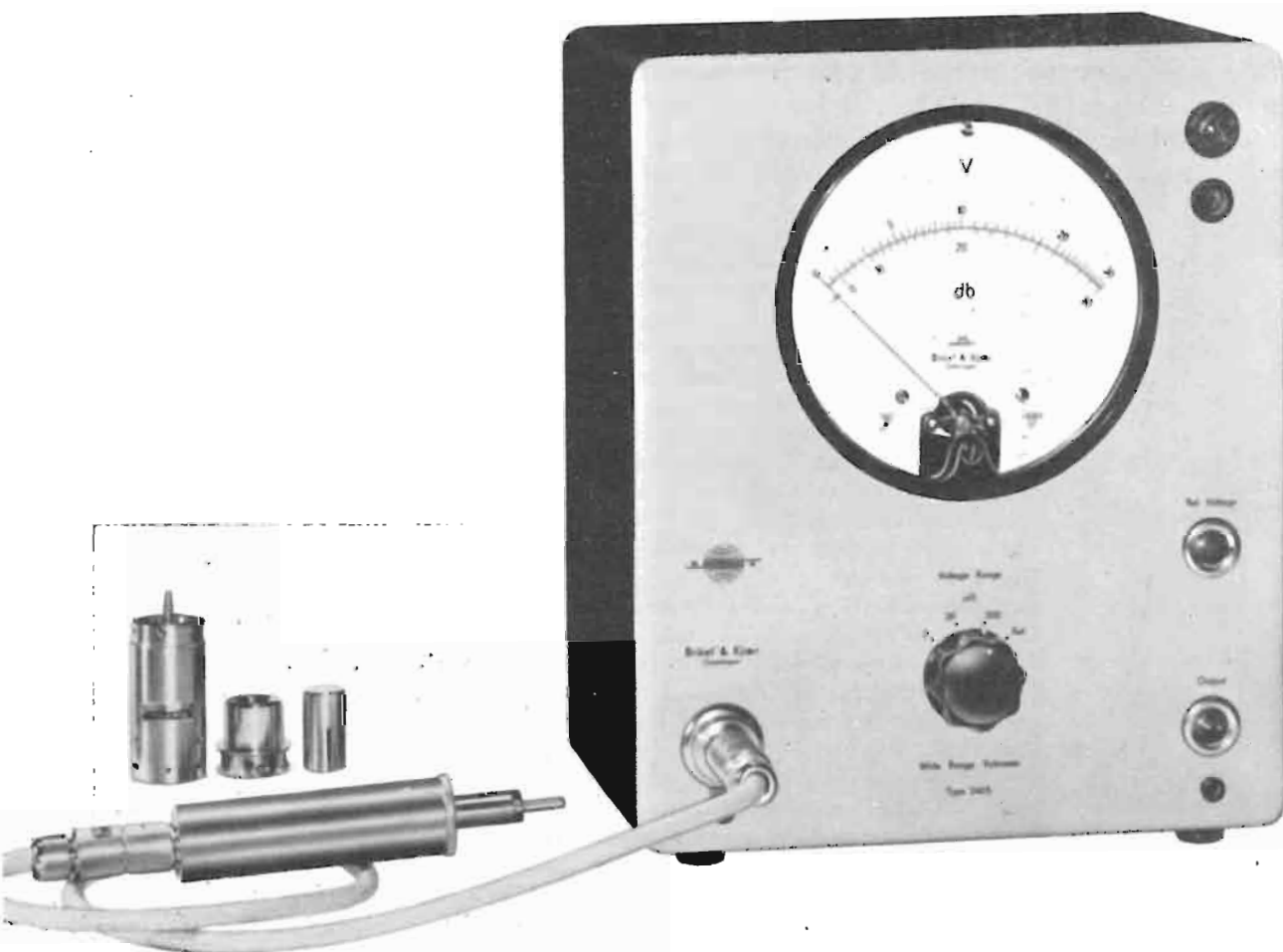
Oggi, nel momento in cui tutti i teleabbonati, dopo aver pagato sinora salatissimi canoni, sono in attesa delle promesse riduzioni ufficialmente annunciate, nel momento in cui i programmi sono quelli che sono, nel momento in cui si cerca di soffocare l'iniziativa privata che desidera offrire un suo programma televisivo forse superiore a quello attuale, nel momento in cui infine si cerca con ogni mezzo di incrementare il numero di abbonati anche a vantaggio della nostra industria radioelettrica, ecco che con una leggerezza incosciente, per coprire un diminuito gettito fiscale d'altra natura, si colpisce il televisore ed il frigorifero, come se questi due apparati, oggi ormai tanto diffusi, costituissero un fattore di lusso non necessario. Quindi, per alcune mentalità arretrate, oggi, all'alba dell'anno 1960, il frigorifero ed il televisore rappresentano qualcosa di eccezionale, di lussuoso; ecco la base delle amare riflessioni che ho poc'anzi citate.

Mi torna vivido alla memoria uno « slogan » che campeggiava in una lunga, evidentissima scritta in una grande manifestazione radio-TV di 5 anni or sono a Londra:

« La televisione non è un lusso, ma una necessità della vita moderna ». Questa si chiama vera democrazia.

A

dott. ing. Franco Simonini

Voltmetro elettronico a larga banda*

Grazie ad alcuni accorgimenti di notevole eleganza tecnica questo voltmetro è in grado di misurare con notevole precisione tensioni alternate fino a 10 MHz da 3 mV fondo scala fino a 300 V fondo scala. L'A. analizza il circuito elettrico e mette in evidenza tutte le più interessanti particolarità.

Gli spettacolari passi in avanti che di anno in anno compie l'elettronica sono testimoniati dalle cifre fino a qualche anno fa semplicemente incredibili con cui vengono definite le prestazioni degli strumenti di misura.

In questo caso si parla di una banda dei 20 Hz ai 10 MHz in cui può lavorare questo voltmetro con una lettura minima di 3 mV.

Nè la cosa desterà meraviglia tra i tecnici del ramo professionale che ben conoscono le spettacolari caratteristiche degli ultimi tubi elettronici. Questi eccezionali risultati sono stati d'altra parte realizzati con degli accorgimenti circuitali accuratamente studiati.

Si tratta per lo più di eleganti scorciatoie con cui si sono superate le maggiori difficoltà.

Data la elevata frequenza di lavoro (10 MHz max) lo strumento molto opportunamente è stato munito di probe per il prelievo del livello di tensione da

(*) Il voltmetro a larga banda tipo 2405 è costruito dalla Bruel & Kjaer di Copenhagen, rappresentata in Italia dalla Ditta Aesse, Apparecchi e strumenti scientifici ed elettrici, di Milano.

misurare. La ettura delle tensioni è agevolata dalla vastissima scala di lettura del tradizionale strumento a bobina mobile della Bruel e Kjaer dalla caratteristica flangia rotonda. Si hanno solo 3 mV minimi fondo scala ma l'andamento logaritmico della scala fa si che in pratica questo strumento lavori come un normale 1,5 mV fondo scala con in più il vantaggio dell'errore costante di lettura lungo la scala stessa.

1. - CARATTERISTICHE DELLO STRUMENTO

Campo di frequenza di misura: 20 Hz ÷ 10 MHz.
Campo di tensioni di misura: 3-30-300 mV fondo scala di massima deviazione.
Con l'impiego di un apposito attenuatore capacitivo le scale vengono estese a 3-30-300 V fondo scala.
— Impedenza di ingresso: 5 MΩ con in parallelo 12 pF. Con l'attenuatore inserito l'impedenza è composta da varie migliaia di megahom con 8 pF in parallelo.
— Precisione nella lettura di tensione: ± 0,2 dB da 50 Hz a 3 MHz senza l'attenuatore. Da 20 Hz a 10 MHz ± 1 dB senza l'attenuatore. L'attenuatore capacitivo introduce due dB di attenuazione in corrispondenza dei 10 MHz.
— Rumore di fondo: inferiore a 50 μV.
— Strumento di misura: a larga scala illuminata di andamento logaritmico. È previsto un circuito di guardia contro i sovraccarichi.
— Scale dello strumento: da 0 e 30 V e da 0 a 30 dB.
— Alimentazione: universale per 115, 127, 150, 220 V c.a. da 40 ÷ 120 Hz.
— Consumo: circa 55 W
— Tubi: 7 × EF42; 1 × 6X4(EZ90); 1 × OA2(150C2).
— Dimensioni: 33 (altezza) × 20 (larghezza) × 20 (profondità) centimetri.

2. - LO SCHEMA ELETTRICO

Per poter leggere i 10 MHz è ovviamente necessario eliminare ogni cavo schermato di collegamento tra l'apparato ed il complesso sotto misura. Lo strumento è quindi munito di un « probe » realizzato con una EF42 amplificatrice di catodo contenuta in un cilindretto metallico di piccole dimensioni di cui emerge una punta metallica di collegamento che fa capo alla griglia controllo della valvola attraverso ad una resistenza di protezione ed antiinnesco da 300 Ω.
Al probe di ingresso può venir collegato un prolungamento che ha il compito di introdurre un'attenuazione di 60 dB, a mezzo di un attenuatore capacitivo. Utilizzando questo attenuatore si ottiene:
— di ridurre al minimo gli scatti dell'attenuatore di portata; i 3 mV, 30 mV, 300 mV fondo scala divengono infatti 3, 30, 300 V. Il quarto scatto viene, come vedremo, utilizzato per la taratura. Si noti che il rapporto uno a dieci tra le varie portate è più che accettabile se si tiene conto del fatto che l'andamento della scala è logaritmico. Con esso infatti le prime divisioni della scala occupano quasi i tre quarti dello spazio a disposizione permettendo una buona lettura anche per livelli di poco discosti dal fondo scala della portata precedente quella scelta;

— di permettere al primo tubo EF42 di lavorare con impedenze di griglia ridottissime dell'ordine al massimo di qualche centinaio di ohm, particolare questo permesso dai soli tre scatti di commutazione che consentono di sfruttare valori molto bassi di resistenza per il partitore senza che si debbano così introdurre delle compensazioni;

— di mantenere il segnale in ingresso entro i limiti definiti dalla polarizzazione della griglia della EF42 amplificatrice di catodo;

— di semplificare tutti i problemi relativi alle portate di misura elevando naturalmente l'impedenza di entrata per le portate più elevate e riducendo per queste le capacità in derivazione verso massa a soli 8 pF.

Questa è la prima intelligente scorciatoia utilizzata dalla Bruel e Kjaer. La seconda si riferisce ai giochi di controreazione del circuito. La controreazione in un circuito voltmetrico a banda larga è indispensabile. Deve servire sia a rendere lo strumento praticamente insensibile alle variazioni della tensione di rete ed all'invecchiamento dei tubi, che a mantenere il più lineare possibile la risposta dell'amplificatore.

Ora per amplificare almeno 100 su di una banda di 20 Hz ÷ 10 MHz occorrono molti stadi con ridotto carico anodico ed introdurre la controreazione su molti stadi in cascata è estremamente pericoloso. Sono molte le cause che possono introdurre delle indesiderate rotazioni di fase, delle alterazioni dei componenti il circuito alle variazioni nelle condizioni di alimentazione dei tubi ecc.

Per questi motivi quando la controreazione viene applicata tra più di tre valvole si fa uso di componenti praticamente perfetti e si impiega un alimentatore stabilizzato elettronicamente che oltre a consentire scarti di tensione inferiori all'1 % del valore desiderato di tensione permettono anche una resistenza interna di qualche ohm solamente.

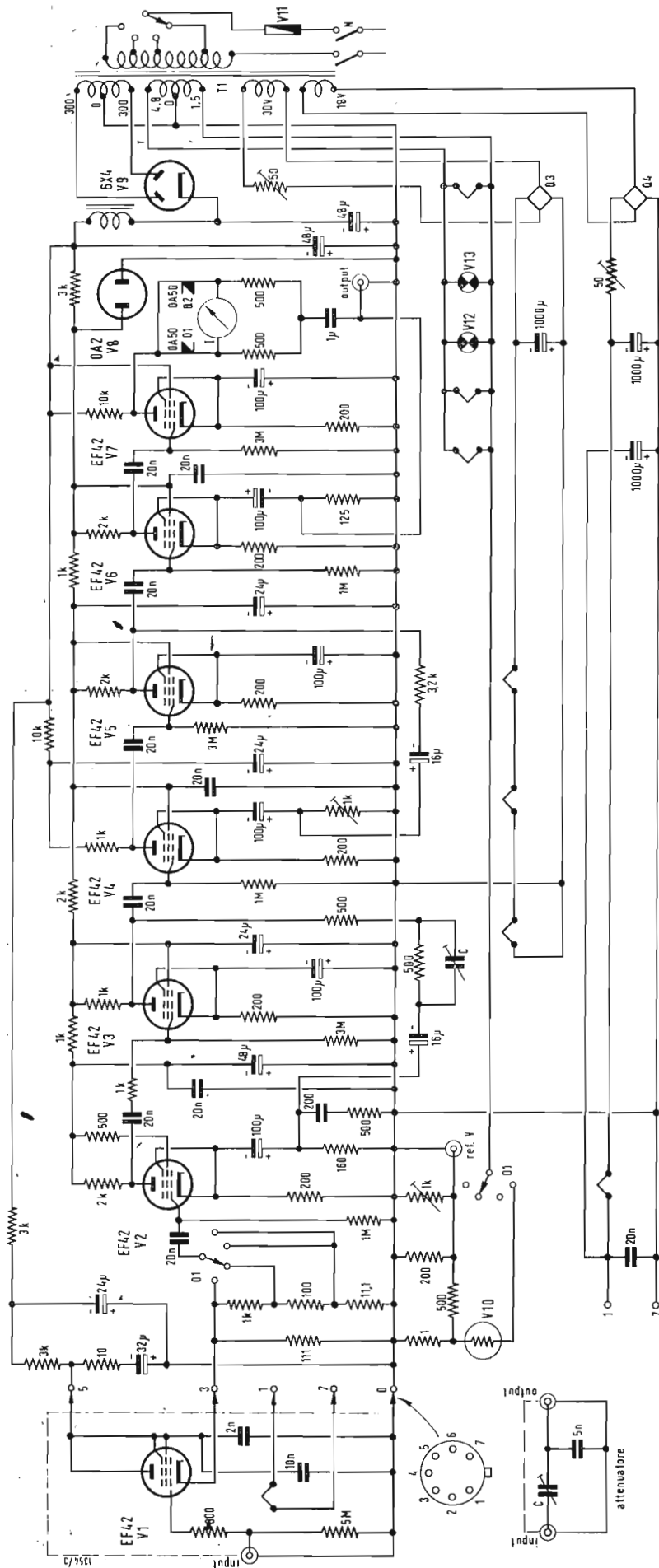
Ma in questo caso occorre disporre di almeno tre valvole in più nel circuito, occorre dimensionare più largamente il trasformatore di alimentazione e in pratica si raddoppia la dissipazione interna dello strumento a causa della corrente anodica totale che deve provocare una discreta caduta di tensione nel tubo regolatore di tensione. A tutte queste complicazioni la Bruel e Kjaer ha detto di no, impiegando ben tre stadi di amplificazione composti da due EF42 funzionananti in cascata con controreazione placche-catodo.

Questa disposizione ha una precisa ragione di essere dovuta al fatto che tra due tubi può venir applicato senza alcun pericolo anche un fortissimo tasso di controreazione. In questo modo naturalmente si deve utilizzare almeno un tubo in più rispetto a quelli chesarebbero necessari con una catena di controreazione che dall'ultimo tubo ritorni al primo ma la notevole sicurezza di funzionamento che così si ottiene ed i vantaggi dell'eliminazione dell'alimentatore stabilizzato elettronicamente rendono trascurabile questo particolare.

Con questa disposizione la variazione di conduttanza mutua provocata dalle alterazioni di tensione di filamento dovute ad una variazione nell'alimentazione di rete vengono compensate dalla controreazione presente in ogni stadio, mentre le variazioni di tensione anodica sono stabilizzate a mezzo di un tubo al neon.

L'unico pericolo rimane quello di un innesco dovuto a ritorni nel circuito di alimentazione.

Ma qui è presente un'altra scorciatoia della Bruel e Kjaer. I circuiti di alimentazione sono infatti accoppiati a due a due per stadi successivi in modo che i segnali dei relativi circuiti anodici siano in opposizione di fase. Un pericolo era rappresentato dal rumore di fondo proveniente dal filamento. Con una certa larghezza, più che giustificata dal limite inferiore di banda di 20 Hz, si sono alimentati in corrente continua i filamenti delle EF42 relative ai primi stadi in tutto 7 delle 9 impiegate. E quanto a filtraggio non si scherza chè si lavora con dei condensatori elettrolitici a bassa tensione da 1000 μF I circuiti di alimentazione di filamento sono separati in due gruppi probabilmente per evitare accoppiamenti tra gli stadi che potrebbero dar luogo a pericolosi inneschi.

Il filamento del primo tubo amplificatore di catodo è bypassato anche con un condensatore da 20 pF come protezione contro i residui di alta frequenza. Questa alimentazione, a differenza dell'altra, non è collegata a massa ed il motivo è immediato. Non si debbono creare lungo il cavo di ritorno a massa che unisce il « probe » allo strumento delle cadute di tensione che risulterebbero in pratica come inserite nel circuito di ingresso. Entrambi i circuiti di alimentazione in c.c. di filamento sono muniti di una resistenza variabile che permette di regolare la tensione al prescritto valore di 6 V. Il terzo avvolgimento di filamento non ha solo il compito di alimentare le ultime due EF42 ma di fornire una tensione di riferimento in c.a. a 50 Hz per la taratura dello strumento. Allo scopo è sufficiente infilare la testina del probe nella presa di taratura, ruotare il commutatore di portata sulla presa di taratura, eregolare il fondo scala ritoccando

la resistenza di catodo di controreazione da 1 kΩ del secondo amplificatore realizzato con le due EF42.

La tensione di taratura è stabilizzata a mezzo di un tubo al ferro idrogeno V10 ed il livello di taratura viene fissato una volta per tutte all'atto del collaudo in fabbrica regolando la resistenza variabile da 1 kΩ. Una sezione del commutatore di portata interrompe l'alimentazione in c.a. del circuito di taratura. Ciò allo scopo evidente di evitare che sul partitore di portata possa stabilirsi per capacità parassita della tensione spuria a 50 Hz. Solo così, a seguito di queste raffinatezze si spiegano i 50 μV di livello di rumore di fondo di questo strumento, valore semplicemente spettacolare. L'altro valore rimarchevole, il limite superiore di banda di 10 MHz, si spiega invece col fatto che tutti i punti « caldi » lavorano con impedenza notevolmente bassa. I carichi anodici delle EF42 sono al massimo di 1 o 2 kΩ tranne che nel tubo finale ove si lavora con 10 kΩ. Il primo tubo lavora con la griglia controllo collegata ai capi di una resistenza da 111 Ω di catodo con in parallelo un'altra resistenza che è pari all'inversa della conduttanza mutua della EF42 di catodo, si tratta almeno di 100-150 Ω dato che la EF42 ha una G_m di ben 10 mA/volt. In totale quindi circa 80 Ω. La seconda portata comporta una resistenza di 100 Ω e la terza di 11 Ω, tutte più che accettabili per il limite dei 10 MHz. Un compensatore di pochi pF in parallelo alla resistenza di controreazione del primo doppio triodo permette evidentemente un ritocco dell'amplificazione al limite superiore dei 10 MHz. L'unica impedenza pericolosa rimane quella di ingresso. Due volte pericolosa sia per la captazione di segnali spurii sia per il taglio che può operare sulle frequenze più elevate la pur ridotta capacità di ingresso. Ma si tratta di una condizione di misura che non può venir imputata allo strumento. Stà all'abilità dell'operatore condurre l'opportuno compromesso pratico ed agire con gli artifici più convenienti. Il ponte dello strumento di misura è opportunamente inserito nel circuito di controreazione in modo che la scala ne resta convenientemente linearizzata ed ogni piccola variazione nel comportamento dei diodi automaticamente compensata. Il condensatore da 1 μF di isolamento del circuito dello strumento è disposto dal lato freddo del circuito in modo da non costituire con la sua capacità propria verso massa una fuga per l'alta frequenza del limite superiore di gamma. Ai capi del circuito da 125 Ω di controreazione di catodo dell'ultimo stadio è collegato il circuito di uscita dello strumento quando esso viene impiegato come amplificatore. Questa pre-

Fig. 2 - Schema elettrico dello strumento.

Fig. 3 - In 3*a*) curva di risposta dello strumento senza attenuatore da 60 dB. In 3*b*) la curva di risposta con incluso l'attenuatore. Come si vede agli estremi della banda si introduce una certa attenuazione.

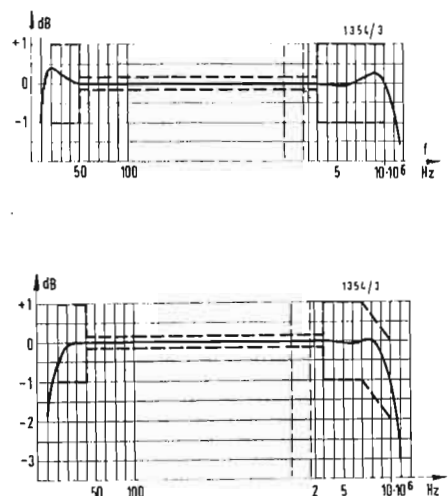
sa è utilissima in pratica come aiuto per i controlli all'oscilloscopio. E si tratta di un collegamento tanto più utile in quanto a bassa impedenza e senza condensatori di accoppiamento frapposti.

Nel caso invece di misura di tensioni dai 3 mV ai 0,3 V senza cioè impiegare l'attenuatore capacitivo, per separare la corrente continua dall'alternata si deve introdurre in ingresso al probe un condensatore di valore adatto alla frequenza ed al circuito cui ci si collega, prima di vedere altrimenti danneggiato irrimediabilmente il primo tubo del probe.

In questo strumento gli elettrolitici sono piuttosto abbondanti e con ragione. I bypass di catodo sono da 100 μF, d'altra parte dal valore di questo condensatore dipende in larga misura il taglio sulle frequenze più basse. Gli elettrolitici del circuito anodico sono numerosi e di notevole capacità. Si inizia con un 2 × 48 μF ai lati di una induttanza di filtro. Quest'ultima costituisce un lusso insolito per uno strumento ma è giustificato se si pensa che le EF42 consumano in media 10 mA l'una e che è molto importante ridurre al più basso valore possibile il residuo alternato che diversamente farebbe si che lo strumento, in c.a. non abbia una posizione di zero ma anzi, che anche in assenza di segnale in entrata, con il probe collegato con il capo caldo a massa dia una sia pur debole indicazione. Anche i primi stadi sono stati convenientemente filtrati come tensione anodica. Ai capi del tubo a gas non si sono disposti degli elettrolitici ma solo un condensatore da 20 nF. D'altra parte gli elettrolitici di filtro non sono poi così numerosi come ci si potrebbe aspettare e ciò per il buon motivo che la EF42 tra le sue naturali virtù, come l'alta pendenza (S = = 9,5 mA/V), ridotte capacità interelettriche e notevole corrente anodica (utilissima per lavorare con carichi anodici molto ridotti, per ottenere cioè delle discrete tensioni ai capi anche di solo 1 o 2 kΩ come nel nostro caso) presenta anche il vantaggio di richiedere una tensione di griglia schermo eguale a quella di placca.

Non è necessaria così quindi la resistenza di caduta ed il relativo condensatore di bypass. Il trasformatore non presenta altra particolarità che i tre avvolgimenti di filamento di cui abbiamo già parlato. Uno di essi operante solo in c.a. alimenta le ultime due EF42, la 6X4 e due lampadine, una di spia ed una di illuminazione della scala dello strumento. Rispetto agli strumenti di tipo americano questo presenta il vantaggio di poter essere alimentato da qualsiasi tensione in quanto munito di un cambia tensione per i principali livelli di tensione c.a. delle reti europee. Come in tutte le apparecchiature professionali nel circuito del primario è inserito un fusibile ed un interruttore a due vie che permette di isolare completamente l'apparecchio della rete a c.a. Per qualsiasi altro dato potesse interessare siamo a disposizione di quanti vorranno consultarci a mezzo della redazione della Rivista.

In fig. 3*a* e 3*b* forniamo rispettivamente l'andamento della curva di risposta dello strumento con e senza attenuatore di ingresso. Come si vede la massima attenuazione introdotta per i 20 Hz ed i 10 MHz è di circa 1 dB.

A

Problemi della riproduzione acustica ad alta fedeltà

L'Ing. Hans Mayr, della Fabbrica Italiana Magneti Marelli, ha presentato al Congresso scientifico della VI Rassegna Elettronica Nucleare di Roma, una relazione sui problemi della riproduzione acustica ad alta fedeltà. Egli ha ricordato che scopo di un impianto ad altà fedeltà è la riproduzione di una informazione acustica con fedeltà adeguata rispetto all'originale. Per ottenere questo è necessario:

1) riprodurre con esattezza sufficiente la forma d'onda del segnale;
2) riprodurre con buona approssimazione la distribuzione spaziale del campo acustico;
3) non aggiungere segnali estranei (distorsioni, ronzii, riverberazioni).

Il controllo completo del risultato è possibile solo all'orecchio. La parte elettrica dell'impianto può essere misurata completamente, ma di quella acustica solo qualche caratteristica particolare. Non esiste nè una informazione tipo adatta nè un soddisfacente « misuratore di fedeltà »: si sa solo che l'informazione è essenzialmente variabile e cioè di carattere impulsivo.

Non vi sono problemi essenziali nella parte elettrica, per la quale esiste una tecnica adeguata, ma molti nella parte acustica. Qui, oltre ad una adeguata copertura della gamma di frequenza che si ottiene con altoparlanti multipli e particolari dispositivi acustici per le note più basse, occorre sufficiente aperiodicità degli altoparlanti, ampiezza di oscillazione ridotta per limitare la distorsione e l'effetto Doppler, infine suddivisione in due o più gamme di frequenza e disposizione stereofonica per ottenere la corretta distribuzione spaziale.

I risultati attualmente ottenuti sono soddisfacenti per la riproduzione della musica, un poco meno per quella della voce. (*i.s.*)

Considerazioni sul mercato europeo del silicio puro

È OPINIONE quasi universale che il silicio ultra puro sarà richiesto dall'industria dei semiconduttori in quantità sempre maggiori e con delle purezze sempre più spinte; però uno studio della CHIMEL di Ginevra ha rivelato, nel corso di una inchiesta presso gli utilizzatori, che la domanda si rivolgerà più accentuatamente verso il silicio ultra puro di grado inferiore.
Lo studio CHIMEL ha stabilito che il consumo per l'anno 1959 per tutta l'Europa Occidentale sarà di circa 2.500 kg e che esso tenderà ad aumentare con ritmo crescente per almeno altri 5 anni, supposta però una utilizzazione più razionale e più conveniente di questo materiale.
Il silicio ultra puro viene classificato in quattro gradi di purezza in base al valore della resistività elettrica. Anche il prezzo finale è basato sulla purezza ed ha in media i valori seguenti:

grado I	57.500 L./kg
grado II	38.700 L./kg
grado III	22.800 L./kg
grado cellula solare	15.000 L./kg

Lo studio CHIMEL ha d'altra parte accertato che l'industria dei semiconduttori tende a utilizzare i gradi di purezza inferiore a causa dell'alto costo delle purezze più elevate.
Questa tendenza ha potuto realizzarsi praticamente grazie ai nuovi sviluppi dei processi di « doping » e grazie alla ideazione di apparecchiature utilizzanti i gradi di purezza inferiore.
Si può prevedere che il silicio di grado I sarà utilizzato sopratutto per i raddrizzatori di potenza e che i gradi II e III saranno i più impiegati per tutti gli altri scopi.
Per quanto riguarda i sistemi di produzione del silicio puro lo studio CHIMEL è molto importante perchè permette di concludere che solo i processi che permetteranno di porre in commercio il silicio a meno di 15.000 L./kg potranno far fronte alla concorrenza.
Cinque società dell'Europa occidentale si sono già interessate del problema e due altre stanno mettendo a punto i sistemi di produzione.
Per quanto riguarda lo studio economico dei sistemi di produzione si ricorda che il più costoso, basato sulla riduzione dell'ioduro di silicio, dà il materiale più puro. Gli altri processi possibili in ordine di costo di produzione decrescente sono: decomposizione del silene, riduzione con idrogeno del triclorosilene, riduzione del tetracloruro di silicio. Il processo di riduzione del triclorosilene è il più semplice ed è stato adottato dai fabbricanti europei, però il suo costo è nettamente più elevato del sistema silicio. A causa del costo relativamente basso della materia prima e del processo di fabbricazione il sistema di riduzione del tetracloruro di silicio potrebbe essere il cavallo di battaglia dell'industria per i prossimi anni e diventare la principale fonte di approvvigionamento per i bisogni dell'elettronica.
La ricerca di nuovi sistemi di produzione ha purtroppo dimostrato a molti fabbricanti che molti vantaggi si sono presto mostrati illusori. Qualcuno si è trovato ad avere delle grandi quantità di silicio di grado I che non è riuscito a vendere a causa dell'alto prezzo. Si è quindi dovuto modificare il processo per ottenere del silicio meno puro a prezzo inferiore.
Concludendo si può dire che, contrariamente alle previsioni dei teorici e degli specialisti di laboratorio, la vendità del silicio ultra puro sarà un affare molto difficile. *A.*

Pronto tra due anni un radar per l'esplorazione del sistema solare

Per iniziativa dell'Ente Ricerche Progetti Speciali (ARPA) del Dipartimento della Difesa degli USA, verrà costruito a Portorico un radar in grado di esplorare le regioni più elevate dell'atmosfera ed il sistema solare.
Il nuovo apparato disporrà di un'antenna di oltre 300 metri di diametro e funzionerà con fasci di radioonde da 400 MHz.
La costruzione del radar, che è stato progettato dalla Cornell University, comporterà una spesa di 4.500.000 dollari (circa 2.812 milioni di lire).
A differenza degli impianti esistenti, il radar disporrà di un'antenna quasi interamente fissa e irradierà direttamente verso lo zenith un fascio di radiazioni ad impulsi, la cui riflessione consentirà, tra l'altro, le seguenti rilevazioni:
1) Densità ed energia degli elettroni sino a 7.000 km dalla Terra.
2) Entità della ionizzazione provocata da fenomeni naturali, come l'aurora polare, nelle regioni elevate della ionosfera.
3) Individuazione delle correnti di particelle dotate di carica provenienti dal Sole e dallo spazio interplanetario e loro correlazione con le « fasce Van Allen ».
4) Esplorazione delle correnti di elettricità che circolano intorno alla Terra.
5) Echi « radar » provenienti da Marte e Venere ed esplorazione sistematica delle regioni dello spazio tra la Terra ed il Sole.
I lavori per il completamento del nuovo impianto richiederanno non meno di due anni. *(u. s.)*

Il minuscolo apparecchio radio che vediamo nelle mani dell'ing. A. Serieghin è realizzato sotto forma di un libro e pesa circa 800 gr. È uno dei primi modelli, apparsi recentemente nell'U.R.S.S. di apparecchi a transistori. Vi sono montati otto transistori P6, alimentati da una batteria a 1,5 V con autonomia di 25 ore. L'antenna è incorporata ed è del tipo a ferrite. (*Sovinformburo*)

L'istituto di fisioterapia di Mosca ha elaborato un nuovo metodo di cura delle malattie ipertoniche. A tale scopo è stato costruito un apparecchio elettronico ad onde ultra corte mediante il quale, impulsi elettrici della durata di un microsecondo intervallati da periodi di riposo di millesimo di secondo, vengono fatti passare attraverso il corpo umano. (*Sovinformburo*)

Possibilità di nuovi canali per radiocollegamenti

Il Prof. Carlo Matteini, Ordinario di radiotecnica nella Facoltà di ingegneria della Università di Roma, ha dichiarato che il continuo aumento delle comunicazioni radio ha portato ad una congestione delle vie dell'etere: di qui la necessità di migliorare l'utilizzazione delle varie gamme di frequenze sia aumentando la portata delle frequenze per loro natura limitate all'impiego entro le zone di visibilità, sia riducendo lo spettro richiesto dalle singole trasmissioni, per meglio utilizzare le bande idonee alle comunicazioni a grande distanza.
La prima idea è stata perciò quella di adoperare le frequenze molto elevate per successive ritrasmissioni, attraverso una catena di stazioni in diretta visibilità fra loro. Non sempre questa soluzione è possibile, come nel caso di zone pianeggianti o di mari, perchè porterebbe a sistemi complessi e indubbiamente costosi.
Altro sistema più recente, e che può consentire una sensibile riduzione del numero delle ripetitrici intermedie, è quello di trarre vantaggio da certi fenomeni di irregolarità, sia nella troposfera, sia nella ionosfera, per effettuare le così dette trasmissioni per diffusione (scattering): è stato così possibile effettuare comunicazioni fino a circa 2000 km di distanza per le onde metriche e di alcune centinaia di km per le onde decimetriche.
Oggi si comincia a pensare — ha affermato il Prof. Matteini — alla possibilità di comunicazioni con satelliti artificiali ripetitori, attivi o passivi; con tre satelliti lanciati in corrispondenza dall'equatore, ad una altezza di circa 36.000 km, questi assumono la stessa velocità angolare della terra e possono coprire tutta la superficie terrestre limitata fra gli 80° di latitudine Nord e gli 80° di latitudine Sud. Date le distanze, il sistema appare almeno per ora di difficile impiego e molto costoso in conseguenza della elevata potenza che i trasmettitori dovrebbero avere.
Il sistema di comunicazioni per diffusione e i satelliti artificiali, anche se tecnicamente idonei, non consentono la immediata soluzione del problema di aumentare in maniera definitiva la portata delle frequenze molto elevate: indipendentemente dal problema di creare nuovi canali, da quanto si è detto risulta evidente la difficoltà di attuare con questi mezzi la trasmissione televisiva da un continente all'altro. Per la televisione intercontinentale l'unico sistema veramente pratico sarebbe quello di idonei cavi coassiali per ora economicamente inattuabile.
La via che oggi si presenta più promettente, e della quale sono state poste le prime basi, è quella della riduzione dell'ampiezza delle bande richieste dai vari tipi di trasmissioni telegrafiche, telefoniche e televisive.
Nei riguardi di queste ultime, che richiedono bande dell'ordine di 5 MHz, è chiaro che solo una sostanziale diminuzione della ampiezza dello spettro potrà consentire la trasmissione televisiva con le onde decametriche e quindi l'invio di programmi da un continente all'altro.
La via intrapresa per la riduzione delle bande consiste in una « quantizzazione » del segnale e quindi dell'adozione di uno speciale codice che, con un numero limitato di segni, trasporta l'informazione che permette all'arrivo di ricostruire il segnale con differenze minime rispetto all'originale.
Varie ed interessanti esperienze sono state fatte in America, in specie nei riguardi delle trasmissioni televisive, e i primi risultati sono molto incoraggianti.
Si può perciò intravedere che in un futuro abbastanza prossimo si potrà, per questa via, raggiungere il duplice obiettivo di meglio utilizzare le gamme delle frequenze idonee alle comunicazioni a grande distanza e di effettuare la televisione intercontinentale. (*i.s.*)

Alta fedeltà e stereofonia nelle trasmissioni radiofoniche

Il Dott. Ing. Gino Castelnuovo, Direttore Centrale tecnico della RAI-TV, ha rilevato che il miglioramento nella qualità delle trasmissioni radiofoniche verificatosi negli ultimi trent'anni ha interessato tutti i settori della catena che va dal microfono al ricevitore.
Gli auditori hanno acquistato dal punto di vista acustico una assai maggiore naturalezza e le apparecchiature di studio hanno raggiunto delle caratteristiche di distorsione e di guadagno-frequenza completamente soddisfacenti. Analoga perfezione è stata raggiunta dalle moderne macchine di registrazione sia su dischi che su nastro e dai più recenti circuiti musicali.
Decisiva importanza ha avuto l'introduzione delle trasmissioni a modulazione di frequenza in sostituzione o in appoggio a quelle a modulazione di ampiezza, i cui impianti sono stati peraltro notevolmente perfezionati nell'epoca più recente.
I pregi dell'alta fedeltà — ha dichiarato l'Ing. Castelnuovo — potranno poi essere ulteriormente messi in rilievo dalle trasmissioni stereofoniche, per le quali si sta studiando quale sia il sistema « compatibile » più soddisfacente, tenute presenti anche le necessità di assicurare la massima semplicità ed economia dell'impianto ricevente. Nell'attesa di un accordo al riguardo sul piano internazionale la RAI darà inizio tra breve all'effettuazione di trasmissioni stereofoniche compatibili sulle sue reti di filodiffusione. (*i.s.*)

dott. ing. Giuseppe Baldan

Appunti sui circuiti amplificatori per stereofonia*

Le caratteristiche di un impianto stereofonico dipendono in parte dalle combinazioni degli altoparlanti ed in parte dall'amplificatore in audio frequenza. In figura 2 è riportato lo schema elettrico dell'amplificatore AF del complesso Hymmus-Stereo della Telefunken che presenta buone caratteristiche soprattutto per quanto riguarda la diafonia e il bilanciamento dei due canali stereo. Su questi due problemi l'A. si sofferma con particolare interesse.

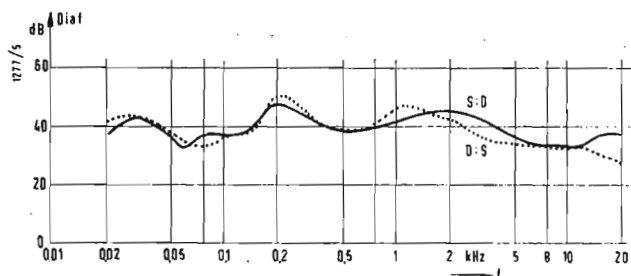



Fig. 1 - Diafonia del canale destro sul sinistro D : S e del sinistro sul destro S : D.

1. - LA DIAFONIA

La progettazione ed il dimensionamento delle varie parti dell'amplificatore devono basarsi sulle condizioni fisiche richieste dalla tecnica stereofonica. Per avere una buona riproduzione stereofonica l'amplificatore deve soddisfare a certe condizioni minime per quanto riguarda la diafonia fra i due canali. Le informazioni separate che provengono dal nastro o dal disco non devono influenzarsi a vicenda. Considerando tutto l'impianto, altoparlanti compresi, non si deve scendere con la diafonia al di sotto di 20 dB. Poichè l'amplificatore è solo una parte dell'impianto, occorre che esso soddisfi a delle esigenze più strette; in tutto il campo di frequenza non si dovrebbe avere una diafonia inferiore a 30 dB. Del resto con una progettazione ed una costruzione accurate non è difficile raggiungere questi valori.

Se si impiega come valvola preamplificatrice per tutti e due i canali un doppio triodo, la diafonia dipende solo dalle caratteristiche costruttive delle valvole. Poichè l'influenza reciproca fra i due sistemi è solo capacitiva, se non si provvede ad una adatta schermatura, si ha una diafonia troppo elevata soprattutto con le frequenze più elevate. I due sistemi devono perciò essere separati da elementi di schermo. Per questa ragione si è scelta come valvola amplificatrice la ECC85, che è fornita di lamierini di schermaggio ideati per soddisfare le esigenze delle alte frequenze ma che servono bene anche al nostro scopo. La fig. 1 mostra l'andamento della diafonia fra i due canali in tutto il campo di frequenza.

2. - EQUILIBRIO FRA I DUE CANALI

Nella trasmissione stereofonica si deve ottenere oltre che una bassa diafonia anche una uguaglianza dell'amplificazione dei due canali e un identico andamento della regolazione dell'amplificazione. Per quanto riguarda l'uguaglianza dell'amplificazione si può risolvere il problema fissando delle tolleranze adatte per i vari elementi che influenzano l'amplificazione stessa. Per quanto riguarda invece i regolatori di volume si deve ottenere che i due canali vengano regolati contemporaneamente e della stessa quantità. Perciò i due reostati oltre che essere montati meccanicamente sullo stesso asse devono anche avere lo stesso identico andamento della curva di regolazione, e si sa bene che ciò non è possibile con i normali reostati ad andamento logaritmico.

Inoltre anche la restrizione delle tolleranze secondo la norma DIN 41450 renderebbe la costruzione dei reostati troppo costosa.

È invece abbastanza facile costruire dei reostati ad andamento lineare con una

(*) Il circuito descritto è montato nel complesso stereofonico Hymnus-Stereo costruito dalla TELEFUNKEN. Le notizie qui riportate sono desunte da varie fonti, tra cui un articolo di Fritze Franke: Schaltungskniffe im Stereo-Verstärker, *Radio Mentor*, 2, 1959, pag. 87.

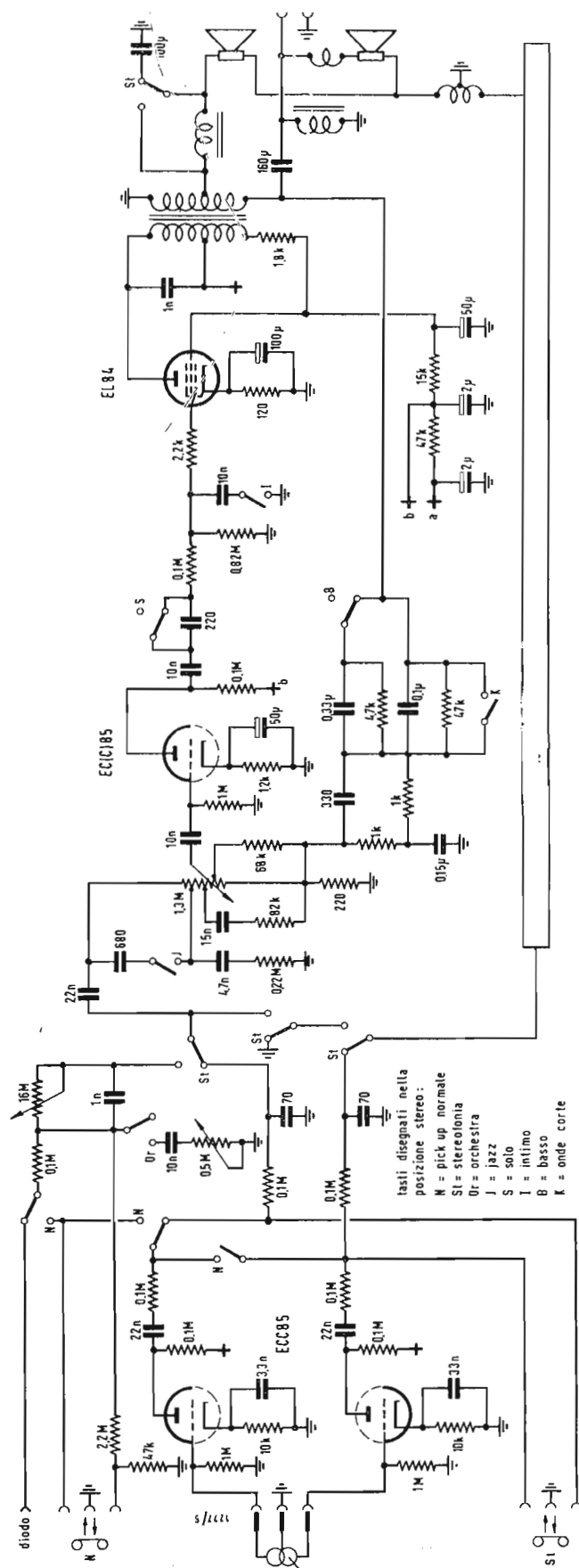



Fig. 2 - Schema di un amplificatore stereofonico equipaggiato con una ECC 85 in entrata; per ciascuno dei due canali uguali (nella figura è rappresentato solo il superiore) si ha una mezza ECC 85 ed una EL 84.

buona precisione, essi non sono però direttamente impiegabili negli amplificatori a causa dell'andamento poco conveniente della regolazione. Infatti la tensione derivata salirebbe proporzionalmente con l'angolo di rotazione ma l'orecchio umano percepirebbe all'inizio un rapidissimo aumento del volume che poi diventerebbe più lento fino a farsi quasi insensibile verso la fine. Ciò è dovuto al fatto che la sensibilità dell'orecchio ha un andamento logaritmico, perciò anche la caratteristica del regolato re di volume deve avere un andamento logaritmico.

Questo andamento logaritmico si può però ottenere anche con un regolatore lineare, se si munisce la resistenza di tre prese ugualmente distanziate e se si collega ciascuna di queste prese con una resistenza di precisione all'inizio del reostato. Lo schema di principio di questo reostato è disegnato nella fig. 3.

In esso si vede che le resistenze parziali del reostato in unione con le resistenze ausiliarie rappresentano dei partitori di tensione inseriti uno dopo l'altro e che provocano una variazione tanto più rapida della tensione prelevata V_a, quanto più ci si avvicina alla fine del reostato. Nella stessa fig. 3 è rappresentato l'andamento della tensione prelevata in funzione dell'angolo di rotazione.

Per potere soddisfare esattamente le condizioni di equilibrio di due potenziometri collegati in tandem, le loro resistenze devono essere costruite con una tolleranza molto stretta. Il mantenimento dei valori limiti sopratutto per i valori più bassi della resistenza è molto difficile dal punto di vista della costruzione. Tuttavia nel campo delle basse intensità non è così necessario ottenere una perfetta uguaglianza dei livelli, perchè per avere un buon effetto stereofonico è necessario superare un determinato volume minimo. Se si dimensiona la resistenza collegata fra il punto B e messa in modo da avere nello stesso punto un volume sufficientemente basso si può richiedere per il tratto di resistenza che va da 0 a 30° una precisione non superiore a quella dei reostati normali. Però da questo punto in avanti i valori delle resistenze fra le varie prese devono essere compresi entro tolleranze molto più strette. Con un reostato che abbia una resistenza totale di 1,3 MΩ le resistenze parziali dei due reostati devono essere fissate in modo che nel campo di rotazione da 30° a 270° il rapporto fra le due tensioni parziali misurate sulla spazzola mobile soddisfi alla disuguaglianza $0{,}79 \leq \frac{V_{a1}}{V_{a2}} \leq 1{,}26$. Per il collaudo dei reostati si devono usare delle resistenze ausiliarie con una tolleranza del $\pm$ 1 %.

La differenza dei livelli di una coppia di reostati montata secondo lo schema della fig. 3 è rappresentata nella fig. 4.

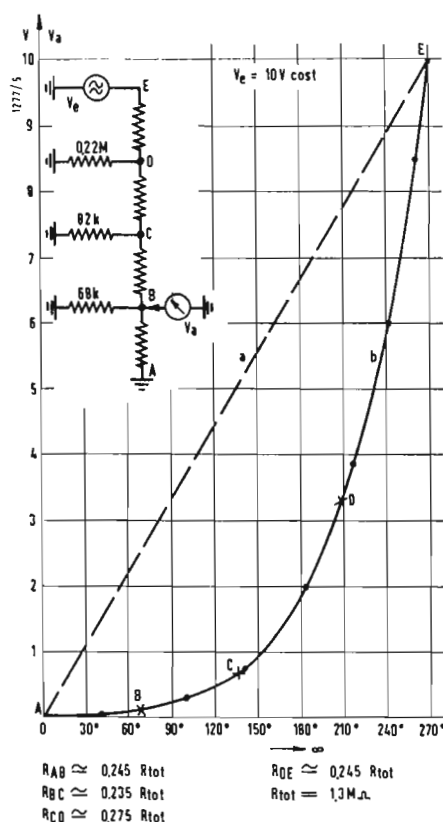



Fig. 3 - Schema di principio del reostato a tre prese e andamento della curva di regolazione di un reostato lineare *a)* e di un reostato lineare con resistenze ausiliarie *b)*.

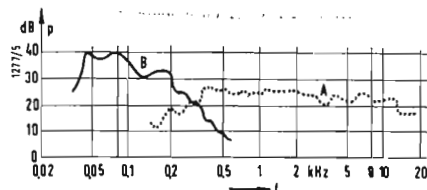



Fig. 4 - Differenze di livello fra i reostati 1 e 2 in funzione della posizione della spazzola mobile. La curva è il risultato della media delle misure eseguite su 100 reostati di normale produzione di serie.

Essa è il risultato della media delle misure eseguite su 100 reostati di normale produzione di serie.

In pratica ci si allontana alquanto da questa soluzione teorica e per ottenere una regolazione più rispondente alla fisiologia dell'orecchio si mette sempre un condensatore in serie ad ognuna delle due resistenze ausiliarie superiori. È bene che questi condensatori abbiano delle tolleranze più strette di quelle normalmente ammesse, al fine di non influire troppo sull'equilibrio fra i due canali. Però per ragioni economiche si può ammettere, sia per le resistenze ausiliarie che per i condensatori, una tolleranza del $\pm$ 5%; gli errori di equilibrio che ne possono derivare sono allora di circa 3 dB e sono tollerabili in pratica, anche perchè se la produzione degli elementi è controllata con i sistemi del controllo statistico della qualità si può contare su un errore inferiore ai 2 dB.

Gli amplificatori non presentano nessun'altra particolarità degna di nota. Anche l'uguaglianza della curva di risposta in funzione della frequenza non è molto difficile da ottenere. Naturalmente qualsiasi variazione dello spettro sonoro deve essere effettuato su tutti e due i canali. A questo scopo il registro del suono a cinque gradini resta in funzione sia con la trasmissione monofonica che con quella stereofonica; invece i regolatori continui di bassi e degli alti nella trasmissione stereofonica devono essere cortocircuitati od esclusi. Con questa limitazione della regolazione del tono al solo sistema a tasti nella riproduzione stereofonica si ottiene il vantaggio di non dovere costruire altri potenziometri in tandem anche per la regolazione continua del tono.

3. - FREQUENZA DI « CROSSOVER »

Dopo il secondario del trasformatore di uscita la gamma di frequenza viene divisa in due parti. Gli altoparlanti per gli alti ricevono attraverso un filtro passa-alto le frequenze superiori ai 300 Hz e gli altoparlanti dei bassi solo le frequenze inferiori ai 300 Hz.

Perciò le frequenze al di sotto dei 300Hz non sono localizzabili. Però gli strumenti che danno suoni bassi possono sempre essere localizzati attraverso le loro armoniche che si trovano al di sopra dei 300 Hz e che vengono irradiate nei due canali separati. Le basse frequenze vengono localizzate in base al punto da dove provengono le armoniche (che si hanno soprattutto all'attacco), indipendentemente dal punto in cui si trovano gli altoparlanti per i bassi. Questa proprietà del nostro orecchio permette di accoppiare i due canali per quanto riguarda la riproduzione dei bassi, sia elettricamente che acusticamente. Nel nostro caso si sfrutta la seconda possibilità; i due altoparlanti per i bassi sono montati vicino all'interno del mobile e lavorano secondo il principio del bass-reflex. I diagrammi della fig. 5 rappresentano l'andamento delle curve di risposta separatamente per l'altoparlante degli alti e per quello dei bassi.

Nel caso della riproduzione monofonica si desidera ottenere una irradiazione uniforme e circolare in tutto l'ambiente, anche nel caso degli altoparlanti laterali senza altoparlanti esterni. In questo caso le alte frequenze devono essere irradiate anche frontalmente e non solo lateralmente. Perciò nel caso della riproduzione monofonica i due altoparlanti per i bassi vengono collegati direttamente al secondario dei trasformatori di uscita. I filtri passa-basso non lavorano più e gli altoparlanti per i bassi ricevono tutta la gamma di frequenza. Si ottiene allora una irradiazione abbastanza uniforme e la sensazione sonora è indipendente dalla posizione dell'ascoltatore.

A.

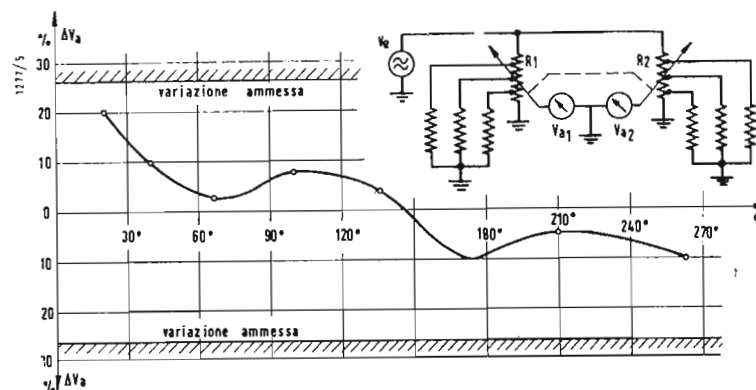



Fig. 5 - Curva di risposta per l'altoparlante dei bassi *B)* e per quello degli alti *A)* ottenuta con la misura della pressione sonora effettuata con un rumore bianco attraverso filtri di terza con una distanza di 2 m dal microfono.

Realizzati dalla Philips gli occhiali acustici stereofonici per i sordi

La Philips, ha realizzato recentemente degli occhiali acustici a tre transistori con amplificatori laterali che danno la possibilità di ascolto stereofonico (amplificatori in entrambe le stanghette).
Il consumo dei suddetti occhiali di correzione auditiva è estremamente limitato, il loro peso trascurabile e la loro estetica è indubbiamente migliore di quella di qualsiasi occhiale di protesi acustica attualmente esistente in commercio.
L'ascolto stereofonico consente di distinguere la provenienza della voce e dei suoni da tutti i lati e si rivela particolarmente utile durante la conversazione tra due o più persone, in quanto, la persona affetta da sordità, ha la possibilità di distinguere singolarmente le persone con le quali conversa.
Gli occhiali suddetti comprendono: 1°) un commutatore di comando della bobina di ascolto e della tonalità; 2°) il regolatore di volume e l'interruttore; 3°) il minuscolo porta pila o accumulatore da 1,3 volt; 4°) la presa per i piccoli tubi acustici; 5°) la finestra del microfono. (*n.p.*)

Tre fasi della costruzione dei cinescopi presso la Sylvania. Al termine della corsa sui nastri trasportatori gli involucri vengono capovolti per eliminare l'eccesso della soluzione che ha servito a depositare il fosforo. Un accurato esame visivo permette di scartare gli schermi difettosi.
Come i bulbi sono vuotati, i vapori di alluminio si condensano nelle pareti interne dei tubi, determinando l'alluminatura degli schermi. (*s. n.*)

Il ricevitore portatile a transistori G 3300

La robustezza, l'esiguo consumo, la durata illimitata ed il minimo ingombro, propri dei transistori, li rendono nettamente preferibili alle valvole termoioniche nella progettazione di ricevitori portatili. Sono infatti qui fondamentali i requisiti di solidità costruttiva, di funzionamento autonomo per lungo tempo con basso costo, e soprattutto di peso e dimensioni limitate.
Spesso però il ricevitore miniaturizzato ha una qualità di riproduzione scadente, dovuta al troppo piccolo diametro dell'altoparlante; inoltre le piccole pile impiegate nei ricevitori tascabili hanno durata breve e non sempre sono reperibili ovunque i relativi ricambi.
Queste ed altre non meno importanti considerazioni hanno condotto alla realizzazione del G 3300, ricevitore portatile a transitori della Geloso S. p. A.
In esso vengono utilizzati 7 transistori più due diodi: lo stadio finale a bassa frequenza è in controfase (push-pull) e fornisce una potenza di circa 0,5 W.
Tre speciali transistori « drift » sono stati impiegati in alta e media frequenza, ottenendo una elevatissima sensibilità con un rumore di fondo trascurabile; l'intero ricevitore è realizzato con circuiti stampati di grande efficenza e stabilità.
L'altoparlante, appositamente progettato per questo ricevitore, ha una riproduzione altamente fedele della parola e della musica.
Non occorre antenna di alcun genere, perchè l'elemento in ferrite contenuto nel mobile consente una ricezione ottima e priva di disturbi.
Per l'alimentazione si richiedono 4 pile cilindriche del diametro di 26 mm, da 1,5 V, di tipo molto comune e quindi facilmente reperibili ovunque a prezzo conveniente. (*n.p.*)

Nuove società in Italia con capitali americani

Gli ambienti economici e industriali competenti rilevano che in Italia, il ritmo delle operazioni di investimenti da parte di ditte americane si è andato intensificando, particolarmente in vista del crescente assorbimento di prodotti nei Paesi del Mercato Comune.
La Robertshaw-Fulton Controls Company di Richmond (Virginia), produttrice di strumenti di precisione, misurazione e controllo, ha costituito una compagnia sussidiaria a capitale misto — la Robertshaw-Italia, S.p.A., — per la costruzione e gestione di un impianto a Bruzolo, nelle vicinanze di Torino, destinato alla fabbricazione di apparecchiature automatiche di controllo termostatico.
La Columbian Carbon Company di New York, ha deciso di costruire nei pressi di Milano un impianto capace di produrre 27.000 tonnellate annue di nero carbonio, anch'esso destinato alle esigenze del MEC; la nuova compagnia sussidiaria di partecipazione prende il nome di Columbian Carbon Europa.
Inoltre, l'American Machine & Foundry Company di New York, ha disposto un investimento di 500.000 dollari per l'ampliamento della sua sussidiaria di Bologna — la Amf-Sasib — che ora costruirà attrezzature per la lavorazione del tabacco e fabbricazione di sigarette, apparecchi per impianti atomici, macchine contabili, stampatrici automatiche di biglietti ferroviari, apparecchi di segnalazione per il traffico ferroviario, ecc.
Infine, la Northrop Corporation di Los Angeles e la Società Edison di Milano, con un concorso rispettivo del 49 e del 51 per cento delle azioni, hanno formato la compagnia Edison-Page, S.p.A. che dovrà sviluppare un sistema di telecomunicazioni fra l'Europa e l'Africa basato sul principio della dispersione delle radio-onde nella troposfera e nella ionosfera. (*p.n.i.*)

La TELEFUNKEN ha realizzato uno speciale dispositivo di carica che serve per i tipi di dosimetri di radiazioni nucleari che si trovano attualmente sul mercato e che sono corrispondenti alle norme americane o a quelle inglesi.
La costruzione è molto semplice. Una custodia in poliammide infrangibile contiene il variatore di tensione, il potenziometro ed il dispositivo di illuminazione ed di contatto.
L'alimentazione viene derivata da una comune pila da 1,5 V e il dispositivo è calcolato in modo che, anche se la tensione della pila scende a 2/3 del valore normale, si può caricare ugualmente il dosimetro.
Il dispositivo è congegnato in modo che innestando il dosimetro si inserisce l'illuminazione che permette la lettura della scala. Premendo più a fondo si aziona un contatto e si chiude il circuito di carica. La regolazione della tensione si effettua con il potenziometro.
(Pressfoto Telefunken)

Le funzioni logiche nei diagrammi sequenziali di N-poli di commutazione

Il Dott. Ing. Ernesto D'Addio, della Società FATME di Roma, nel corso di una relazione sul tema: « Un simbolismo per l'introduzione delle funzioni logiche nei diagrammi sequenziali di N-poli di commutazione » ha rilevato che il passaggio della corrente elettrica in un dipolo è un fatto fisico che ha un duplice aspetto: matematico se ci si riferisce a considerazioni quantitative, logico se ci si riferisce a considerazioni qualitative. L'aspetto logico è dominato rispetto a quello matematico se il dipolo è costituito da elementi con impedenza a due soli valori: in tal caso questo dipolo (dipolo di commutazione) rappresenta fisicamente la struttura di un ragionamento svolto su oggetti rappresentati dai suoi elementi. Ogni dipolo di commutazione è definito da una funzione logica avente come variabile i simboli dei suoi elementi; questa funzione può essere costante nel tempo (dipolo condizionale), o mutevole, dipolo sequenziale, ad opera sia di variabili esterne (dipolo sequenziale sincrono) sia del proprio valore (dipolo sequenziale asincrono).
Un N-polo di commutazione, come riunione di più dipoli di commutazione, è definito da un sistema di funzioni logiche; esso è di tipo condizionale, o sequenziale (sincrono o asincrono) se sono tali tutte le funzioni logiche del sistema che lo definisce.
L'espressione completa del comportamento di un N-polo sequenziale è l'espressione cronologica delle funzioni logiche che in esso intervengono; i diagrammi sequenziali attualmente in uso definiscono la successione cronologica dell'intervento delle variabili dell'N-polo
Il simbolismo proposto dall'ing. D'Addio consente di introdurre, con immediatezza e generalità, sia nel caso di tempo di commutazione nullo che di tempo di commutazione infinito, le funzioni logiche nei diagrammi sequenziali ottenendone rappresentazioni (diagrammi logico-sequenziali) biunivocamente legati alle costituzioni circuitale dei relativi N-poli. Il diagramma logico-sequenziale soddisfa in maniera totale la necessità dell'esercizio e risolve tutte le questioni che si pongono in sede di progetto, questioni a cui i simbolismi finora adoperati non possono dare alcun contributo. La sua utilità si estende anche agli N-poli condizionali (progetto ed esercizio): la considerazione dei requisiti di tempo li trasforma infatti in N-poli sequenziali dominati dai tempi di operazione dei dipoli elementari che li costituiscono. *(i.s.)*

Circuito comparatore di potenziali

Da tempo sono in uso vari discriminatori di tensione costituiti da multivibratori monostabili, thyratron, ecc. che forniscono un impulso quando la tensione applicata supera un predeterminato valore: altrettanto noti sono gli amplificatori a finestra, i quali forniscono un impulso se la tensione applicata supera un dato valore ma non ne supera un altro. Nessuno dei circuiti menzionati è però in grado di fornire un segnale continuo, costituito ad esempio da una tensione alternata di opportuna frequenza, per tutto il tempo in cui la tensione da misurare si mantiene costante entro una ristretta banda di valori.
Un circuito che risponde a questo particolare requisito è stato studiato dal Dott. Marco Franck presso il Reparto elettronica dell'Istituto Superiore di Sanità, diretto dal Prof. D. Marotta. Tale circuito comparatore è adatto a fornire un segnale, costituito da una tensione alternata di opportuna frequenza, per tutto il tempo in cui due tensioni da comparare si mantengono uguali. Il circuito utilizza un doppio triodo.
Il Dott. M. Frank ha allestito inoltre un apparato, basato sull'impiego di circuiti comparatori, adatti a registrare su carta i conteggi di impulsi, mediante una macchina da scrivere elettrica i cui tasti vengono comandati da elettromagneti. *(i.s.)*

È particolarmente evidente l'importanza di avere a disposizione un dosimetro di radiazioni nucleari semplice, maneggevole e sicuro da mettere a disposizione di grandi gruppi di persone che possono essere sottoposte a radiazioni atomiche. Sarà quindi sperabile che il dosimetro sia uno strumento previsto dalla protezione antiaerea e che esso sia fatto conoscere alla popolazione. Il suo impiego da un punto di vista esclusivamente civile sarà molto utile in tutti quei casi dove si esperimenta o si lavora con dei materiali radioattivi.
(Pressfoto Telefunken)

In costruzione una centrale telefonica spaziale

Su una collina nei pressi di Holmdel (New Jersey), per iniziativa e su progetto dei BELL TELEPHONE LABORATORIES, è stata iniziata la costruzione di una stazione sperimentale in grado di captare e trasmettere messaggi telefonici via satelliti artificiali.
La stazione, che disporrà di due antenne e di diversi edifici, può essere considerata la prima centrale telefonica spaziale a carattere sperimentale.
La centrale, che verrà impiegata nell'ambito del programma per le telecomunicazioni dell'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA), specialmente per esaminare la qualità dei segnali trasmessi da stazioni situate in località remote degli Stati Uniti e riflessi sulla superficie dei satelliti artificiali, consentirà di stabilire se i radiosegnali « a larga banda » della televisione, che equivalgono a 900 canali telefonici, potranno essere impiegati successivamente nella diffusione di programmi televisivi su scala mondiale.
Peraltro, la stazione adopererà in un primo tempo singoli canali telefonici negli

Il dosimetro potrà essere utilizzato sia per la protezione degli uomini che per il controllo continuo di apparecchi contenenti materiali radioattivi. Il suo impiego non esclude però la presenza di un contatore di Geiger che permetta delle misure più precise. Il dosimetro non ha l'ambizione di sostituire questo strumento, ma solo di completarlo.
In questa ultima foto l'operatrice usa il dosimetro per il controllo del livello di radiazioni in prossimità di un apparecchio röngtenografico.
(*Pressfoto Telefunken*)

esperimenti in programma, utilizzando la Luna come superficie riflettente, per un collegamento con la stazione di localizzazione dei satelliti a Goldstone (California), a 3.700 chilometri di distanza.
I Laboratori Bell stanno ora progettando un apparato che permetterà di regolare le antenne della stazione in base ai dati sulle previsioni dei passaggi dei satelliti, in maniera da localizzare con estrema precisione questi mezzi spaziali e da utilizzarli nella trasmissione dei segnali dal momento della loro comparsa all'orizzonte a quello della scomparsa.
Proposta per la prima volta da A. C. Clarke nel 1945, l'idea di utilizzare i satelliti come ripetitori dei radiosegnali per trasmissioni intercontinentali fu ripresa nel 1955 dal direttore delle ricerche sulle comunicazioni presso i Laboratori Bell, dott. John R. Pierce, con un progetto di satelliti-relais passivi. Nel giro di quattro anni, i laboratori hanno realizzato molti degli apparati occorrenti per questa rete di comunicazioni.
L'impianto trasmittente, che è quasi pronto, comprende un'antenna di circa 18 metri di diametro in grado di irradiare un fascio di microonde verso un satellite in transito. Le onde riflesse dal satellite verranno captate dall'antenna della stazione di Goldstone. (*u. s.*)

Il premio internazionale delle comunicazioni assegnato a Sarnoff, Zworykin e Engstrom della R.C.A.

Nel quadro delle annuali celebrazioni volute dalla città di Genova per onorare la memoria di Cristoforo Colombo ed esaltare, con le mirabili vicende che lo resero grande nei secoli, il fervore delle sue capacità di ripresa e la perenne freschezza delle sue tradizioni spirituali, ha parte preminente il « premio internazionale delle comunicazioni », istituito dal Comune di Genova per iniziativa del Civico Istituto Colombiano.
Il premio di 5 milioni di lire, viene offerto ogni anno a chi — persona, ente o, collettivamente, complesso di persone — abbia contribuito, nell'ultimo quadriennio, con una scoperta, un'opera, una ricerca, una iniziativa al progresso delle comunicazioni fra gli uomini, sia dal punto di vista tecnico e scientifico, sia da quello sociale, come mezzo di avvicinamento e di collaborazione tra i popoli.
Ai fini dell'assegnazione del premio, la materia delle comunicazioni viene divisa in quattro settori: Comunicazioni marittime, Comunicazioni aeree, Comunicazioni terrestri, Poste e telecomunicazioni e l'assegnazione avviene ogni anno per uno solo dei quattro settori.
Per l'anno 1959 il « premio internazionale delle comunicazioni » era destinato al settore delle « Poste e telecomunicazioni » ed è stato conferito, dalla Commissione giudicatrice, collettivamente al Brigadier General David Sarnoff, al Dott. Vladimir Kosma Zworykin e al Dott. Elmer William Engstrom, tutti appartenenti alla Radio Corporation of America, intendendo in questo modo rendere riconoscimento ed onore all'intera organizzazione di studi, di ricerche e di realizzazioni industriali della R.C.A., che ha nel Gen. D. Sarnoff il suo illustre capo e propulsore di tanta feconda attività.
David Sarnoff, Vladimir K. Zworykin e Elmer W. Engstrom, nelle loro rispettive funzioni di Presidente generale della R.C.A., di Alto Consulente tecnico dei Laboratori di televisione in bianco e nero ed a colori e di Direttore dei grandi Laboratori di ricerca di Princeton, hanno dato un contributo globale al progresso della trasmissione delle informazioni a distanza e allo sviluppo della moderna elettronica, che può essere giudicato eccezionale.
È in buona parte dovuta alla genialità inventiva, alla profondità dell'indagine scientifico-tecnica ed alla capacità direttiva ed organizzativa di queste tre eminenti personalità se la R.C.A. ha potuto conseguire risultati decisivi nei più svariati campi delle radiocomunicazioni e, in particolare, in quello della televisione.
Fra le più notevoli realizzazioni meritano particolare menzione:
1) L'introduzione dei transistori tipo drift, che ha premesso di elevare notevolmente il limite superiore delle frequenze per le quali ne è consentita l'applicazione;
2) i nuovi metodi di trasmissione troposferica e ionosferica nei collegamenti radio affasciati senza visibilità, che hanno aperto nuovi orizzonti alla tecnica dei cavi hertziani;
3) i modernissimi procedimenti di amplificazione, particolarmente di quella cosidetta parametrica, suscettibili di importanti future applicazioni;
4) le moderne tecnologie elettroniche dei componenti « subminiaturizzati » secondo il metodo del cosidetto « micromodulo »;
5) l'affermazione pratica della televisione a colori di tipo compatibile col sistema in bianco e nero, nonchè i risultati conseguiti nella utilizzazione della IV e V gamma U.H.F., di importanza fondamentale, specialmente nella T.V. a colori;
6) i moderni metodi di registrazione su nastro magnetico di programmi televisivi, con la risoluzione di ardui problemi scientifici e tecnici, inerenti alla grande larghezza della banda da trasmettere;
7) contributi sostanziali ai moderni calcolatori elettronici per aiuti alla navigazione aerea e marittima. (*i. s.*)

dott. ing. Pasquale Postorino

Un apparecchio portatile per il controllo dell'accensione dei motori a scoppio*

Lo strumento serve essenzialmente a verificare o a regolare un sistema di accensione, misurando la velocità di rotazione del motore, l'angolo dell'eccentrico, il centraggio dell'albero del distributore, lo stato degli organi di alimentazione elettrica e la qualità dei circuiti di distribuzione elettrica.

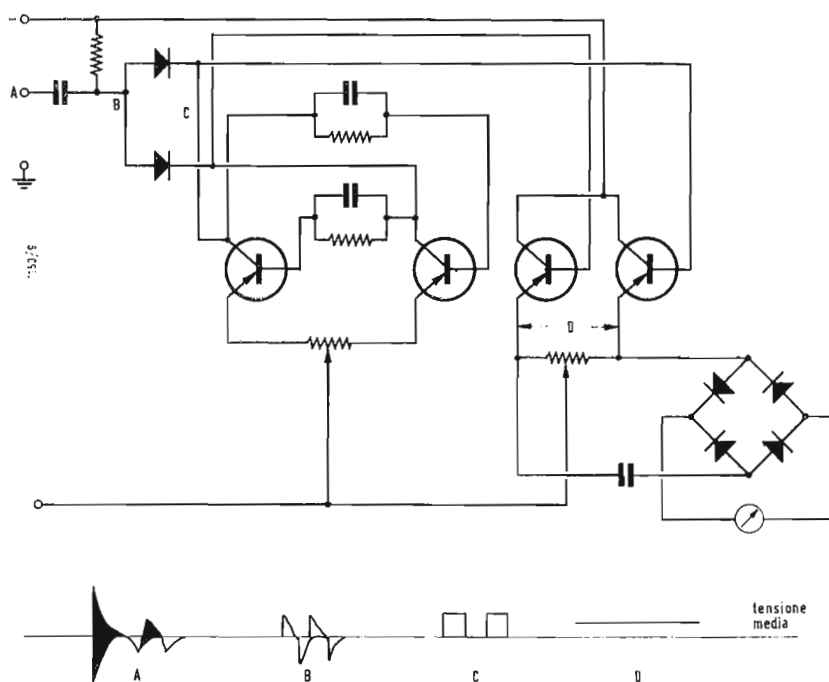



Fig. 1 - Per tutte le misure che utilizzano le extracorrenti provocate dal ruttore, i circuiti del « Transitest » si possono ricondurre essenzialmente a quattro: 1) un circuito limitatore e differenziatore; 2) un circuito a flip-flop o preamplificatore; 3) un circuito amplificatore d'uscita; 4) un rivelatore a ponte.

IL « TRANSITEST » è uno strumento elettronico, che serve per il controllo dell'accensione dei motori a scoppio. L'impiego dei circuiti a transistori gli conferisce importanti proprietà di autonomia e leggerezza.

L'entrata dell'apparecchio viene connessa al ruttore del distributore, talchè la misura del numero di giri conduce alla misura del numero delle interruzioni nell'unità di tempo a mezzo dello sblocco del sistema a flip-flop a transistori.

Per misurare l'angolo dell'eccentrico, si misura il rapporto fra il tempo di chiusura ed il tempo di apertura dei contatti per confronto di due impulsi simmetrici rilevabili sugli emettitori collegati a flip-flop.

L'operazione di orientamento delle spazzole permette, misurando i tempi di durata degli impulsi rettangolari, di verificare l'isocronismo degli istanti in cui scocca la scintilla.

L'aggiunta poi di un voltmetro e di un ohmmetro, atto a misure di resistenze anche più piccole di 0,05 Ω, rende questo apparecchio elettronico

(1) DEVIN G., Un controleur portatif d'allumage, *L'Onde électrique*, maggio 1958, 38, 374, pag. 397.

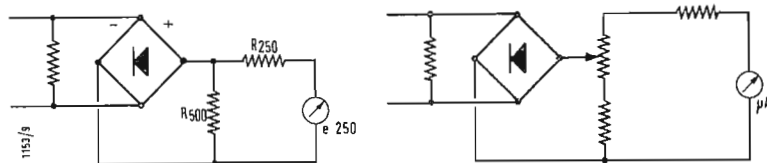



Fig. 2 - Essendo la portata dello strumento di misura di 500 µA si rende necessario aumentare tale portata; in pratica si provvede a ciò con l'inserzione di un potenziometro, che serve anche per la taratura.

particolarmente adatto al controllo di tutti i circuiti del sistema d'accensione di una vettura.

0. - GENERALITA'

Oggigiorno l'evoluzione del mercato automobilistico è comandata da due imperativi sempre presenti agli occhi dei costruttori: produrre un materiale in grande serie per venderlo alle migliori condizioni possibili e sforzarsi di migliorare e perfezionare i tipi di vetture prodotte per lottare efficacemente contro la concorrenza.

La complessità crescente degli organi di una vettura, la precisione della fabbricazione, la molteplicità delle tecniche via via più nuove, pongono ai riparatori, garagisti ecc. problemi generalmente molto ardui.

Le verifiche e la messa a punto di una vettura diventano di conseguenza sempre più severe, mentre il numero delle automobili cresce rapidamente, imponendo per queste operazioni celerità e rapidità.

Uno degli organi più essenziali nel funzionamento del motore è senz'altro il sistema d'accensione ed i meccanici elettricisti non ignorano che la sua messa a punto è possibile soltanto dopo rigorose misure, eseguibili unicamente con apparecchi di qualità; il ruttore ed il distributore sono gli elementi base di questo sistema. La regolazione di un sistema d'accensione deve essere fatto non soltanto per un buon funzionamento momentaneo, ma anche per un periodo d'utilizzazione il più lungo possibile. Simultaneamente a questa operazione è indispensabile quindi verificare i circuiti elettrici di alimentazione e di massa, che possono ben presto dar luogo ad inconvenienti.

Fig. 3a - Il primo stadio non funziona più quale flip-flop ma quale amplificatore, allorchè s'impiega lo strumento per la misura dell'angolo dell'eccentrico.

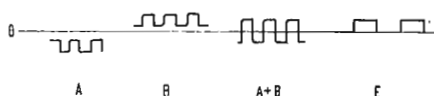



Fig. 3b - Andamento delle forme d'onda nei vari punti del circuito di fig. 3a.

Queste ragioni hanno spinto la Société le Transistor Industriel a sviluppare un apparecchio portatile, denominato « Transitest », che potesse permettere il controllo del sistema d'accensione senza la necessità di smontare il motore ed eseguire una messa a punto del tutto sicura e precisa. Solo la tecnica elettronica, potendo fare a meno di organi mobili, come per esempio i relè, poteva dare una risposta positiva, indipendente da incertezze o instabilità inerenti a certi organi elettrici. La molteplicità delle funzioni non deve comportare per l'operatore difficoltà e complicazioni nell'impiego dell'apparecchio; è per questo che si è scelto per il « transitest » un solo organo di lettura, con scala ben visibile, esigendo da questo apparecchio robustezza e precisione: condizioni che potevano trovarsi riuniti solo in un apparecchio omologato di classe internazionale (micro-amperometro magnetoelettrico di 500 µA).

Fig. 4 - Andamento delle forme d'onda ai capi di *R* e di *C* nel circuito di misura di fig. 3*a*.

Fig. 5 - Si possono confrontare i tempi che separano due accensioni successive e con ciò verificare la efficienza dei circuiti relativi.

Il « transitest » serve essenzialmente a verificare o regolare un sistema di accensione, misurando:

— la velocità di rotazione del motore
— l'angolo dell'eccentrico
— il centraggio dell'albero del distributore
— l'orientamento delle spazzole
— lo stato degli organi d'alimentazione elettrica
— lo stato dei circuiti di distribuzione elettrica.

Il « transitest » è dunque un apparecchio completo; non è però uno strumento da laboratorio, ma uno stru-

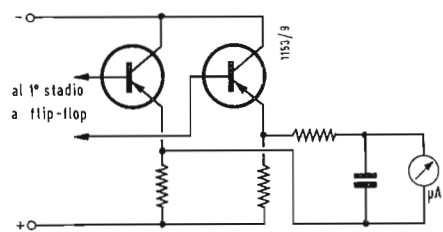



Fig. 6 - I segnali rettangolari che appaiono a capi dello stadio amplificatore hanno larghezze proporzionali ai tempi che separano due accensioni successive.

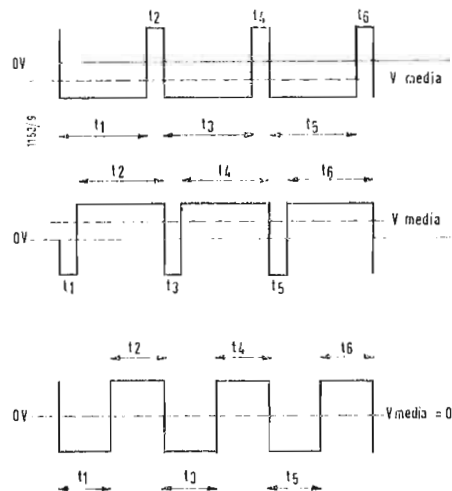



Fig. 7 - La tensione ai capi del circuito di misura è una tensione il cui valor medio diviene nullo solo quando il segnale rettangolare diviene quadrato.

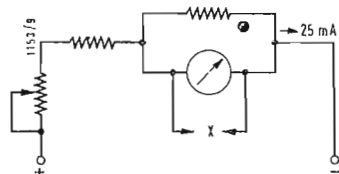



Fig. 8 - Il «transitest» si può usare anche come ohmmetro.

mento di misura di cui il meccanico se ne servirà sulla vettura stessa. L'impiego dei transistori ha permesso di ridurre sia il peso, sia l'ingombro.

1. - PRINCIPIO DELL'APPARECCHIO

Nel funzionamento in « sblocco », cioè per tutte quelle misure in cui viene utilizzata la scintilla del ruttore, il circuito del « transitest » è composta essenzialmente da 4 elementi base (figura 1):

- un circuito limitatore e differenziatore;
- un circuito a flip-flop o preamplificatore;
- un amplificatore d'uscita;
- un rivelatore a ponte.

Ogni scintilla del ruttore corrisponde ad un impulso « a guizzo », seguito da oscillazioni.

Il primo circuito ha lo scopo di riportare l'ampiezza di questo impulso ad un valore costante e di determinarne il fronte a monte e a valle: l'impulso è allora calibrato.

Il secondo circuito dà ad ogni impulso il medesimo segno, inserendo l'uno o l'altro dei due transistori, montati a flip-flop; questi transistori si bloccano e si sbloccano alternativamente e la corrente media di circolazione corrisponde al numero degli impulsi nell'unità di tempo. Questa corrente media modifica la polarizzazione dello stadio amplificatore, che segue, composto da due transistori montati con emettitore in comune. La tensione fra i due emettitori è direttamente proporzionale al numero degli impulsi e provoca la deviazione del microamperometro che indicherà quindi il numero di giri del motore.

Un commutatore permette la scelta di due costanti di tempo, consentendo così la lettura su due scale in rapporto fra loro di 1 : 6 e cioè per 1500 e 9000 giri/minuto.

Per ciascuna scala si hanno a disposizione inoltre quattro diverse sensibilità, in corrispondenza del numero dei cilindri del motore in prova. Questa misura è resa possibile, poichè un attenuatore mantiene l'impedenza ai capi del raddrizzatore costante.

Per un motore a due cilindri pertanto la lettura sarà diretta. Per un motore a quattro cilindri, che abbia lo stesso numero di giri, si avrà alla uscita del raddrizzatore una tensione doppia e perciò una corrente doppia (sia essa di 1 mA). Essendo la portata dello strumento di misura di 500 μA, si rende necessario aumentare tale portata; in pratica si provvede a ciò con l'inserzione di un potenziometro, che serve anche per la taratura (fig. 2). Il conteggio dei giri permette molteplici misure per la regolazione dell'anticipo, del ritardo, del minimo, ecc.

2. - MISURA DELL'ANGOLO DELL'ECCENTRICO

In questa misura l'apparecchio è collegato all'amplificatore. L'angolo dell'eccentrico corrisponde all'angolo di rotazione del distributore, durante il quale i contatti del ruttore sono chiusi. Lo scopo è quello di misurare una corrente media direttamente proporzionale al rapporto fra i tempi di chiusura e di apertura. Il primo stadio non funziona più in flip-flop, ma come amplificatore. Si ottiene sugli emettitori una onda sensibilmente quadrata, che si può rendere simmetrica in ampiezza, equilibrando il flip-flop. La somma delle due tensioni che si hanno in A e B (fig. 3) assume la forma di un'onda quadra e alternativa rispetto allo zero. Il diodo elimina la parte negativa di quest'onda quadra e all'ingresso del circuito RC ci sarà un'onda quadra positiva; la differenziazione si ha ai capi di R e finalmente la tensione presente ai capi di C, che si carica prima lentamente e poi si scarica rapidamente fa circolare nell'apparecchio una corrente (fig. 4).

Se è $t_1 = t_2$, il rapporto fra il tempo di chiusura e di apertura è 1; lo sfasamento è allora di 45°, e questo si può leggere sull'apparecchio di misura.

Questo angolo varia nel medesimo senso dell'apertura delle puntine platinate: più i contatti sono aperti, più esso è grande.

Si fa notare che il « transitest » dà un angolo *sempre rapportato ad un ciclo di* 90° (che è il caso di un motore a quattro cilindri); l'angolo letto è quindi indipendente dal numero dei cilindri. Ciò facilita il compito dell'operatore, che potrà eseguire sul veicolo le opportune regolazioni senza difficoltà alcuna.

Si fa notare infine che il « transitest » permette le misure sia a regime statico come a regime dinamico.

3. - ORIENTAMENTO DELLE SPAZZOLE

Questa prova consiste nel confrontare i tempi che separano due accensioni successive: per un motore ad una sola spazzola si potrà verificare così la regolarità delle accensioni prese a due a due (fig. 5).

Se si otterrà l'uguaglianza:

$\Sigma t_1 + t_3 + \ldots + t_{2n+1} = \Sigma t_2 + t_4 + \ldots + t_{2n+2}$ si sarà dimostrato che gli istanti in cui avviene l'accensione hanno luogo in tempi isocroni.

Qualora non si dovesse verificare l'uguaglianza sopra riportata, ciò vorrà dire che esiste sia un difetto di centraggio, sia una anormale usura dell'eccentrico o dei pignoni della distribuzione.

I segnali rettangolari, che compaiono ai capi dello stadio d'amplificazione, hanno larghezze proporzionali ai tem-

notiziario industriale

pi che separano due accensioni successive (fig. 6). Il circuito a flip-flop dà una corrente di segno positivo durante gli intervalli pari e negativo durante gli intervalli dispari.

La tensione ai capi dell'apparecchio di misura ha una forma d'onda alternativa, il cui valore medio, quando il segnale rettangolare diventa quadrato ($\Sigma t_1 + t_3 + \ldots - \Sigma t_2 + t_4 + \ldots$), è nullo (fig. 7).

Il principio ora esposto si applica naturalmente ai sistemi che comportano una doppia accensione e il «transitest» permette di effettuare con una precisione eccellente il giusto orientamento delle spazzole in riferimento di una spazzola con l'altra.

Si potrà leggere sulla scala, tarata direttamente in gradi, lo scarto angolare ed il meccanico potrà così apportare le debite correzioni ed osservare il mantenimento del giusto orientamento a diversi regimi del motore.

Ci sembra del tutto inutile illustrare il modo d'uso dello strumento come voltmetro; facciamo semplicemente notare che ci è sembrato assolutamente necessario richiederne anche questa prestazione, per poter essere in grado di eseguire un controllo completo del sistema d'accensione. In effetti la sorgente d'alimentazione di una vettura è variamente sollecitata da carichi diversi, per cui è indispensabile sorvegliare spesso la sua efficienza, quella del circuito di distribuzione della bassa tensione, del sistema d'accensione ecc. L'impedenza propria del circuito dell'apparecchio, impiegato come voltmetro, è di 30.000 Ω.

Il «transitest» si può adoperare anche come ohmmetro; la sua scala fortemente contratta permette misure di resistenza anche più piccole di 5/100 di ohm (fig. 8).

Lo shuntaggio dell'apparecchio porta l'intensità della corrente di circolazione al valore di 25 mA.

Essendo la resistenza equivalente dell'apparecchio e del suo shunt uguale a 5 Ω, la tensione che si misurerà ai capi della resistenza X sarà:

$$V = 25 \cdot 10^{-3} \frac{5X}{5 + X} \quad [V]$$

e la corrente di deviazione dell'indice:

$$I_d = 10^2 \frac{5X}{5 + X} \quad [\mu A]$$

Una resistenza di 5/100 di ohm provocherà perciò una deviazione dell'indice di circa 1 grado, perfettamente visibile sull'apparecchio di misura.

L'impedenza apparente del circuito di misura è tale per cui si possono facilmente misurare le resistenze d'isolamento dei condensatori chimici di filtraggio. La sensibilità di questo ohmmetro lo rende poi particolarmente prezioso per le misure delle resitenze di contatto, che — specialmente nei circuiti in cui circola una forte intensità di corrente — pregiudicate fortemente la conservazione degli organi. Si potrà così verificare la continuità dei circuiti di massa, i collegamenti difettosi, le fughe della batteria.

Il transitest permettera così di scoprire tutte le anomalie e faciliterà la messa a punto immediata non soltanto nel corso delle prove sulla distribuzione elettrica, ma anche quando si esegue un impianto di auto-radio e si vuole essere sicuri della bontà dei collegamenti e si vogliono eliminare tutti i fenomeni parassiti prodotti dai circuiti ad impedenza variabile.

Il «transitest» non è solamente un apparecchio cerca-guasti, ma è un vero strumento di misura le di cui qualità sono rese più evidenti dall'impiego della tecnica elettronica. Apportando un aiuto non indifferente al riparatore, gli permetterà nel contempo un guadagno di tempo e di denaro. A.

segnalazioni brevetti

DISPOSIZIONE DELL'INNESTO PER IL CONTROLLO A DISTANZA DI RICEVITORI PER RADIO DIFFUSIONE O TV.
Lorenz C. Aktiengesellschaft e Stuttgart. Zuffenhause, (Germania). (6-1570)

PROCEDIMENTO PER LA FABBRICAZIONE DEI TUBI A RAGGI CATODICI, PIÙ PARTICOLARMENTE TUBI PER IMMAGINE PER TELEVISIONE.
Philips' Gloeilampenfabrieken (N. V.) a Eindhoven (Paesi Bassi). (6-1570)

SCHERMO DI IMMAGINE PER TELEVISIONE AVENTE UNO STRATO FOTOSENSIBILE ED UNO STRATO LUMINESCENTE ASSOCIATI INSIEME IN ELEMENTI.
La stessa. (6-1570)

DISPOSITIVO DI COMANDO DEL CONDENSATORE VARIABILE, PARTICOLARMENTE ATTO AD ESSERE IMPIEGATO NEI CIRCUITI DI RISONANZA DI UN RICEVITORE DI TELEVISIONE.
Plessey Company Ltd. (The) a Ilford, Essex (Gran Bretagna). (6-1571)

GRUPPO AMPLIFICATORE PARTICOLARMENTE PER APPARECCHI RICEVITORI TELEVISIVI, RADIOFONICI, RADIOTELEFONICI E RADAR.
Sbregia Enrico a Milano. (6-1571)

PROCEDIMENTO PER INDICARE DATI RADIOGONIOMETRICO SULLO SCHERMO DI UN TUBO A RAGGI CATODICI E DISPOSITIVO PER REALIZZARE DETTO PROCEDIMENTO.
Albiswerk Zuerich A. G. a Eurigo (Svizzera). (6-1571)

APPARECCHIATURA ELETTRONICA CON ALLARME PER PREVENIRE COLLISIONI FRA DUE NAVI VIAGGIANTI IN ZONE DI NEBBIA.
Berzé Federico a Monfalcone. (6-1571)

PROCEDIMENTO PER AUMENTARE L'EFFICIENZA DEI COLLEGAMENTI RADIO A GRANDE DISTANZA PER DIFFUSIONE O FENOMENI ANALOGHI, E ANTENNA ATTA A REALIZZARE IL PROCEDIMENTO.
De Vito Giuseppe a Torino. (7-2021)

PERFEZIONAMENTI AI DISPOSITIVI AUTOMATICI DI CONTROLLO DI INTENSITA' PER APPARECCHI RADIO.
Texas Instruments Incorporated a Dallas Texas (S.U.A.). (7-2021)

SISTEMA MULTICANALE PER TELECOMUNICAZIONI A FREQUENZE VETTRICI CON TRASPOSIZIONE DI FREQUENZA A PIÙ STADI.
Siemens & Halske Altiengesellschaft a Berlino e Monaco (Rep. Fed. di Germania). (7-2021)

TRASFORMATORE A SECONDARI STABILIZZATI, PARTICOLARMENTE ADATTO PER L'ALIMENTAZIONE DI APPARECCHI TELEVISIVI ED ALTRE APPARECCHIATURE ELETTRONICHE.
Borsani Luigi a Calolziocorte (Bergamo). (7-2022)

RICEVITORE TELEVISIVO A COLORI CON REGOLAZIONE AUTOMATICA DELL'AMPLIFICAZIONE DEL CANALE DEL SEGNALE DEI COLORI.
Hazeltine Corporation a New York (S.U.A.) (7-2022)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITO PER NON FAR APPARIRE LA TRACCIA DI RITORNO ORIZZONTALE NEGLI APPARECCHI TV, PIÙ PARTICOLARMENTE PER RICEVITORI TV UTILIZZANTI EQUALIZZATORI DIFFERENZIALI.
Lorenz C. Aktiengesellschaft a Stuttgart (Germania). (7-2022)

PERFEZIONAMENTI RELATIVI AI DISPOSITIVI ANALIZZATORI TELEVISIVI, PER LA PRESENTAZIONE VISIVA DI IMMAGINI.
Philips' Gloeilampenfabrieken (N.V.) a Eindhoven (Paesi Bassi). (7-2022)

TUBO A RAGGI CATODICI PER LA RIPRODUZIONE DI IMMAGINI DI TELEVISIONE A COLORI E PROCEDIMENTO PER FABBRICARE GRIGLIE PER TALI TUBI.
La Stessa. (7-2022)

dott. ing. Alessandro Banfi

La ricezione del secondo programma TV

In più riprese si è parlato del problema della ricezione del secondo programma TV nella banda delle U.H.F. In questo articolo l'A. si sofferma in particolare modo sulle diverse soluzioni che si possono adottare per portare al televisore il segnale disponibile ai morsetti dell'antenna U.H.F.

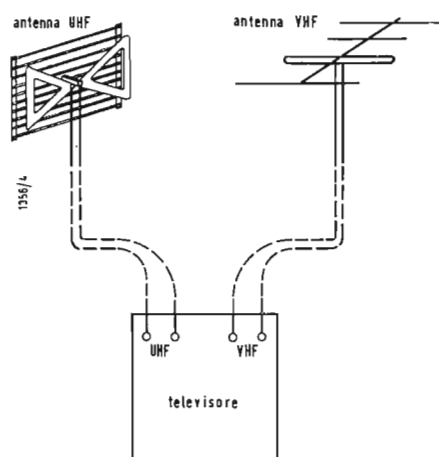



Fig. 1 - Impianto d'antenna con due discese separate per V.H.F. e per U.H.F.

Con l'annuncio di una prossima attuazione di un secondo programma televisivo da parte della RAI, effettuato sulla gamma di frequenza U.H.F. si è risvegliato un intenso interesse sulla tecnica delle ricezioni in tale banda (banda IV internazionale nelle frequenze TV).

Per tali trasmissioni verranno pertanto utilizzate le frequenze d'emissione comprese fra 470 e 581 MHz suddivise in 14 canali adiacenti da 7 MHz, separati uno dall'altro da un intervallo di 1MHz; di tali 14 canali ne verranno però utilizzati in un primo tempo solamente 10 e precisamente verranno esclusi i due più bassi ed i due più alti della gamma succitata. Il canale più basso sarà quindi il 3° (486-493 MHz): quello più alto il 12° (558-565 MHz).

Nei primi mesi del prossimo anno verranno attivati i primi trasmettitori della nuova rete U.H.F. (una decina, fra i quali uno al M. Penice, uno al M. Venda ed uno al M. Faito) e mettendo così i tecnici in condizioni di accostarsi a questa nuova gamma. Le ricezioni U.H.F. richiedono infatti l'osservanza scrupolosa di un complesso di norme e requisiti tecnici, derivante sia dall'elevato valore delle frequenze in gioco, sia dalla propagazione di tali frequenze.

Circa la propagazione delle U.H.F. occorre rilevare che essa si avvicina sempre più al classico raggio di luce. Mentre le attuali onde della TV suddivise negli otto canali italiani con una frequenza massima di 216 MHz, pur seguendo anch'esse teoricamente la legge del raggio visuale, consentono talvolta l'aggiramento o l'attraversamento di ostacoli di qualche entità, le onde dell'U.H.F. sono più facilmente intercettate od attenuate (specialmente lungo aree a folta edilizia o boscose).

Ne deriva quindi un notevole aumento di zone morte od a campo esiguo, nei rispetti delle attuali ricezioni in V.H.F. Se a ciò si aggiungono numerose difficoltà che insorgono nella captazione trasmissione ed utilizzazione pratica del segnale U.H.F. non appare esagerata la preoccupazione di insistere sin d'ora sulla preparazione dei tecnici che dovranno in un futuro molto prossimo affrontare tali problemi di ricezione. Vediamo pertanto di esaminare in dettaglio il meccanismo della ricezione U.H.F.

1. - ANTENNE

Nella realizzazione delle antenne riceventi U.H.F., viene molto facilmente dimenticato che i microvolt esistenti ai morsetti del dipolo, sono originati da due distinti fenomeni.

Anzitutto vi è il classico effetto di risonanza del dipolo oscillante in mezz'onda: questo è il fenomeno sintonico generalmente noto. Vi è poi un secondo fenomeno, questo del tutto aperiodico e quindi indipendente dalla frequenza: detto « effetto di superficie », originato dal cosidetto accoppiamento etereo con l'onda in arrivo tanto, più cospicuo quanto maggiore è l'area colpita dall'onda stessa: in altre parole più le dimensioni fisiche dell'antenna sono grandi, maggiore è l'energia captata.

Ne deriva quindi che un'antenna classica con dipolo combinato con elementi passivi, realizzata e dimensionata per una frequenza di 500 MHz, possiede una resa sensibilmente inferiore ad una antenna analoga dimensionata per ricezioni su 200 MHz. Per ovviare a tale inconveniente si è portati ad accrescere il numero degli elementi passivi, realizzando delle yagi a 15 ÷ 20 e più elementi, facendo peraltro insorgere l'altro inconveniente del restringimento della banda passante e (molto più grave) dell'abbassamento dell'impedenza ai morsetti a valori impossibili.

Ciò spiega perchè in Paesi come l'America ove la U.H.F. è in attività da molti anni si è preferito dopo lunghe esperienze adottare antenne riceventi a larga superficie quali il tipo con dipolo a farfalla e riflettore a cortina piano od a diedro (corner reflector). Il guadagno di una singola antenna a farfalla con riflettore piano non è invero molto elevato, ma combinando gruppi di quattro

antenne simmetricamente disposte e collegate si possono raggiungere guadagni soddisfacenti. Un altro importante requisito che sovente è richiesto ad una antenna per U.H.F. è quello di una buona reiezione di un eventuale segnale riflesso, posteriore (elevato rapporto front to back): ottima sotto tale rapporto ed in relazione alle altre considerazioni sopra citate, è l'antenna a farfalla con riflettore a diedro (corner).
È comunque da attendersi una estrema variabilità di condizioni di ricezione (campi forti puliti, campi forti con riflessioni, campi deboli puliti, campi deboli con disturbi), a seconda dei casi si sceglierà il tipo di antenna adatta. L'impedenza delle antenne U.H.F. a farfalla è generalmente sui 300 Ω.

Fig. 2 - Impianto d'antenna con un'unica discesa a filtri miscelatore e separatore V.H.F. U.H.F.

2. - LINEA DI DISCESA

L'antenna U.H.F. va installata più in alto possibile, deve essere altresì libera da ostacoli anteriori e circostanti, questi ultimi suscettibili di produrre riflessioni disturbanti. La trasmissione dell'energia captata dall'antenna al televisore presenta particolari difficoltà data la forte attenuazione che si verifica lungo la linea di discesa a causa della elevata frequenza.
Occorrerà pertanto adottare una linea a perdite più ridotte possibili: sotto tale aspetto si presenta più favorevole la linea bifilare simmetrica a 300 Ω d'impedenza caratteristica, realizzata però con particolari criteri costruttivi. Senza entrare in dettagli costruttivi che esulerebbero dal quadro generale della presente disamina, accennerò alle principali caratteristiche di tale linea bifilare per U.H.F.
1°) Distanza fra i due conduttori non superiore ad 1/100 della lunghezza di onda (circa 5 mm).
2°) Isolante costituito da una mescola di polietilene a bassa perdita espanso al 50% con gas azoto.
3°) Conduttori a trefolo non spiralizzato ma con fili paralleli.
Quest'ultimo requisito indica il motivo per il quale la comune piattina bipolare 300 Ω non dà buoni risultati con le U.H.F.
Naturalmente l'impiego di una discesa con linea bifilare non schermata esige particolari cure d'installazione e presenta l'inconveniente di raccogliere disturbi di varia natura. È però praticamente d'obbligo se il segnale non è molto forte.
Nel caso di segnali più forti si può utilmente impiegare una discesa in cavo coassiale a 75 Ω; tale cavo deve però essere anch'esso di tipo speciale a bassa perdita (50% polietilene - 50% azoto) con conduttori interno a filo unico o trefolo non spiralizzato; anche la calza tubolare esterna deve essere trecciata in modo particolare e protetta positivamente, con spessa ed aderente guaina plastica, da alterazioni o ossidazioni.
Nel caso di impiego di cavo coassiale con antenne a 300 Ω o comunque a polarità simmetrica, occorrerà dissimetrizzare con un adatto spezzone di cavo in mezz'onda (balun) opportunamente inserito ai morsetti dell'antenna stessa.

3. - CASI PRATICI DI IMPIANTI RICEVENTI

Ove esiste già un impianto di antenna per la ricezione TV del programma attuale (V.H.F.) la soluzione più semplice ed ovvia per la ricezione del 2° programma in U.H.F. è quella dell'installazione di un'altra antenna con linea

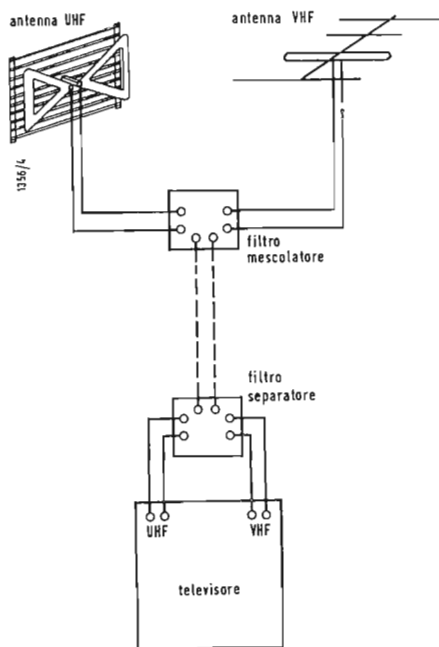
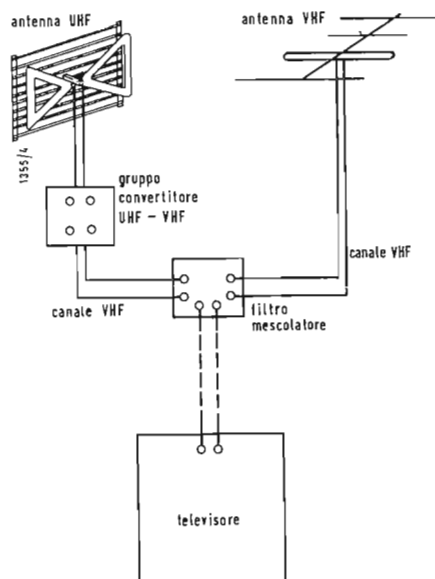



Fig. 3 - Gruppo convertitore U.H.F. — V.H.F. installato presso l'antenna U.H.F. La linea di discesa è comune e parte dal filtro miscelatore dei canali V.H.F.

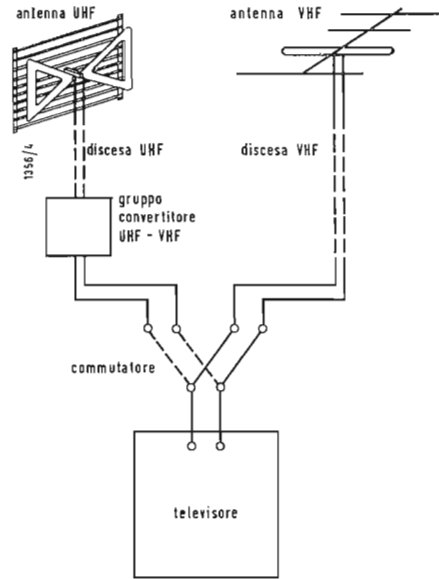



Fig. 4 - Gruppo convertitore U.H.F. V.H.F. installato presso il ricevitore di TV. Le linee di discesa sono distinte e fanno capo a un commutatore dei due canali V.H.F.

Tabella I - I 14 canali della banda IV TV assegnati per le trasmissioni del secondo programma TV.

Canali UHF	Frequenze [MHz]
1	470 ... 477
2	478 ... 485
3	486 ... 493
4	494 ... 501
5	502 ... 509
6	510 ... 517
7	518 ... 525
8	526 ... 533
9	534 ... 541
10	542 ... 549
11	550 ... 557
12	558 ... 565
13	566 ... 573
14	574 ... 581

di discesa separata al televisore provvisto di doppia entrata d'antenna: quindi due linee distinte che vanno al televisore. In presenza di un forte segnale U.H.F. si potrà adottare una unica linea di discesa collegata alle due antenne (V.H.F. ed U.H.F.) tramite uno speciae filtro miscelatore collocato a breve distanza dalle due antenne stesse: un filtro analogo sarà poi necessario al termine della linea presso il televisore onde separare i due canali U.H.F. e V.H.F. Con tale soluzione è ovvio che la linea di discesa deve essere del tipo a bassa perdita particolarmente adatta per le U.H.F. Nella maggior parte dei casi una linea di discesa già esistente per la ricezione del 1° programma, non potrà dare i migliori risultati.

Nel caso di impianto di antenne centralizzate ove più utenti sono serviti da un'unica antenna, sarà più opportuno installare nelle vicinanze dell'antenna U.H.F. uno speciale dispositivo elettronico convertitore atto a convertire la frequenza U.H.F. ricevuta in quella di uno degli otto attuali canali V.H.F.: mediante un filtro miscelatore del canale V.H.F. del 1° programma e del secondo canale V.H.F. derivante dalla conversione ora citata, si potrà utilizzare per la distribuzione del 2° programma l'esistente impianto in cavo coassiale. La scelta del 1° o 2° programma, avverrà mediante il selettore canali dei singoli televisori; ovviamente con tale soluzione centralizzata non sono necessari televisori specialmente predisposti, per ricezioni in U.H.F.

Ma la soluzione andrà studiata luogo per luogo, poichè non in tutte le località è possibile trovare sicuramente un secondo canale V.H.F. assolutamente privo di interferenze, causate da trasmettitori secondari o ripetitori.

4. - IL TELEVISORE

Tutti i televisori di nuova produzione sono già predisposti per la duplice ricezione V.H.F. (attuali 8 canali) ed U.H.F. nella banda suaccennata di 10 canali. In tali ricevitori esistono pertanto due gruppi ad alta frequenza ben distinti: il gruppo normale V.H.F. ad 8 canali selezionabili secondo 8 posizioni a scatto del selettore ed il gruppo convertitore U.H.F. a sintonia progressiva entro l'intera banda dei 10 nuovi canali. Il gruppo U.H.F. provvede a convertire le frequenze del segnale in arrivo nella media frequenza del televisore. Nel televisore così predisposto esistono pertanto due distinti ingressi di antenna: uno per il 1° programma (V.H.F.) ed uno per il 2° programma (U.H.F.).

Con tali tipi di televisori occorre quindi portare il segnale U.H.F. del 2° programma sino all'apparecchio sia mediante due distinte linee di discesa, sia come già si è visto, mediante un'unica discesa in comune con filtri di miscelazione e separazione alle due estremità. Ben diversa si presenta però la sistemazione, nel caso degli esistenti televisori non predisposti per la ricezione della U.H.F. Occorrerà provvedersi di un gruppo convertitore autoalimentato che provveda a convertire il segnale in arrivo U.H.F. nella frequenza di un prefissato canale V.H.F. che non interferisca col canale di normale ricezione del 1° programma (ad es. nel canale C per tutte le località poste ad un centinaio di km da Torino). Tale gruppo convertitore potrà venire installato a breve distanza dall'antenna U.H.F. in modo da inviare il segnale convertito (tramite un adatto filtro miscelatore) nella già esistente linea di discesa, mescolato col segnale V.H.F. del 1° programma captato dalla normale antenna V.H.F.

Questa installazione, per quanto possa apparire semplice per la possibilità di evitare una seconda linea di discesa speciale per la U.H.F. presenta qualche difficoltà funzionale derivante dalla necessità di accensione e spegnimento del gruppo convertitore presso l'antenna e dall'impossibilità di ritoccare la sintonia del gruppo convertitore stesso. Nella seconda soluzione, più comoda funzionalmente, ma che comporta l'installazione di una seconda linea di discesa facente capo all'antenna U.H.F. (ovvero di una unica linea a bassa perdita con due filtri miscelatore-separatore), il gruppo convertitore dovrà essere collocato in prossimità del televisore.

5. - NORME GENERALI PER LE RICEZIONI U.H.F.

Si tenga ben presente che per ottenere una soddisfacente ricezione in U.H.F. occorre un buon segnale forte e puro. È questa un'esigenza inderogabile derivante dal basso rapporto segnale-disturbo insito nel funzionamento dei convertitori U.H.F. oggi in commercio. Con un segnale inferiore ad un migliaio di microvolt la ricezione risulterà ancora « sabbiata » mentre con tale intensità di segnale in V H F., già si ottiene una ricezione perfetta.

Per queste ragioni, non si consiglierà mai abbastanza di curare al massimo l'impianto di antenna e relativa discesa, che hanno un'influenza decisiva sulla qualità delle ricezioni del 2° programma in U.H.F. *A.*

Manifestazioni di propaganda Radio - TV

La RAI - Radiotelevisione Italiana ha indetto in questo ultimo bimestre del corrente anno due distinte manifestazioni di particolare interesse per la categoria dei Commercianti Radio e TV.
La prima consiste in un *concorso* con in palio una *FIAT* 2100, che verrà sorteggiata fra i rivenditori.
Per avere diritto al premio è indispensabile che il nominativo presentato abbia stipulato il nuovo abbonamento alle radiodiffusioni, secondo le norme previste dall'apposito regolamento che gli interessati potranno richiedere alla RAI - Radiotelevisione Italiana, Casella Postale 400, Torino.
La seconda consiste nel *raddoppio degli attuali premi di presentazione* dei nuovi abbonamenti alle radioaudizioni del bimestre novembre-dicembre c.a. qualora la ditta presentatrice raggiunga, in tale bimestre, un numero di premi liquidabili superiore del 25% a quello della liquidazione del precedente bimestre del corrente anno.

(*r.r.i.*)

Il registratore magnetico video usato per la prima volta dalla RAI

In questi giorni è stata utilizzata per la prima volta in Italia dalla Radiotelevisione Italiana, un'apparecchiatura per la registrazione magnetica delle immagini, utilizzando per la televisione — così come avviene negli Stati Uniti e nell'Inghilterra — il principio della registrazione magnetica ormai universalmente usato per il suono. Come è noto, tale sistema consiste nel far variare la magnetizzazione dei vari punti della lunghezza di un nastro magnetico secondo la forma d'onda del segnale elettrico corrispondente al suono e, nel nostro caso, all'immagine.
Notevoli sono le difficoltà da superare: basta considerare, infatti, che per riprodurre perfettamente tutti i suoni udibili occorre registrare frequenze fino a 15.000 periodi al secondo, mentre per l'immagine occorre giungere a quattro o cinque milioni di periodi al secondo. Pertanto, se si volesse costruire un registratore video con lo stesso schema costruttivo di un registratore audio, sarebbe necessario, per ragioni ovvie, far correre il nastro ad una velocità almeno cento volte superiore. Ciò significa, fra l'altro, che occorrerebbero bobine enormi per pochi minuti di registrazione.
La macchina di cui dispone la RAI — costruita dalle Officine Ampex — adotta un sistema che può essere così spiegato: un nastro magnetico largo 50 mm scorre a circa 40 cm al secondo appoggiandosi ad un disco rotante il cui asse è parallelo al movimento del nastro. Il disco porta quattro testine ognuna delle quali rimane in contatto con il nastro per un quarto di giro del disco, indi entra in azione la successiva.
Per effetto del movimento di traslazione del nastro e di rotazione del disco, ogni testina registra sul nastro una sottile traccia obbliqua. Queste tracce si dispongono ordinatamente l'una accanto all'altra. In tal modo la velocità utile agli effetti della registrazione è quella data dalla rotazione del disco che è altissima (15.000 giri al minuto, cui corrisponde una velocità della testina rispetto al nastro di circa 40 metri al secondo). Invece il nastro si svolge, come detto, alla velocità di 40 cm al secondo, per cui è possibile usare bobine della durata di un'ora.
Per la riproduzione, speciali dispositivi permettono di sincronizzare il moto del disco e quello del nastro in modo che ogni testina vada esattamente a riprodurre una delle traccie oblique.
Il suono che accompagna l'immagine viene registrato sul bordo del nastro, nella maniera consueta.
L'apparecchio garantisce una qualità migliore di quella ottenibile con la registrazione in vidigrafo. Inoltre, presenta il grandissimo vantaggio di poter riprodurre immediatamente la registrazione, caratteristica questa, preziosa per le attualità.
Non pochi sono gli inconvenienti: in primo luogo il costo altissimo dell'apparecchiatura sia di impianto che di esercizio (aggirantesi nell'ordine di diverse decine di milioni) ed in secondo luogo la difficoltà di effettuare il montaggio del materiale registrato. Infatti, il nastro magnetico, esaminato a macchina ferma o in moto a bassa velocità non permette assolutamente di vedere le immagini ed infine, le operazioni di taglio e di giunta non solo richiedono una notevole abilità manuale ma anche l'uso di un microscopio per controllare l'esatto avvicinamento dei due lembi aggiunti.

(*n.r.*)

Apparecchi televisivi in maggior numero nelle abitazioni della Gran Bretagna

Secondo le cifre che sono state diramate dalla BBC e relative al periodo gennaio-marzo 1959, circa 26 milioni di persone — cifra che ammonta a più della metà della popolazione di adulti — posseggono oggi un televisore nelle loro case. Un anno fa era di 22 milioni e mezzo.
Nella cifra di 26 milioni che abbiamo citato, solamente 6 milioni e mezzo di persone posseggono un apparecchio che non è in grado di ricevere i programmi ITA.
In un massimo di 35 ore di trasmissione di programmi televisivi alla settimana, i telespettatori assistono ad una media di 12 o 13 ore di trasmissione. Su cento spettatori che possono scegliere i programmi preferiti, 65 preferiscono quelli della ITA e 35 quelli della BBC.
Il pubblico della radio continua a diminuire: un anno fa coloro che erano abbonati alla radio, ma non alla televisione, ammontavano a 14.300.000; oggi sono ridotti a 11.100.000.

(*s.s.p.*)

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Due nuovi triodi a dischi per frequenze da 6 a 9 GHz*

I due nuovi triodi (RH6C ed RH7C) sono di dimensioni e peso assai ridotti e consentono di ottenere 4 W a 4000 MHz con raffreddamento a contatto.

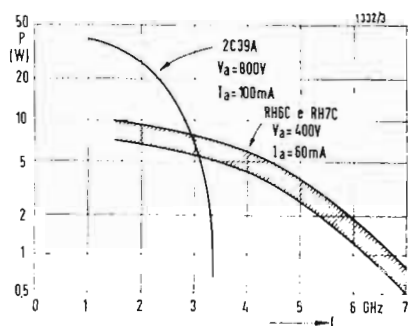



Fig. 1 - Confronto fra la potenza utile in funzione della frequenza del triodo 2C39A e delle due nuove valvole.

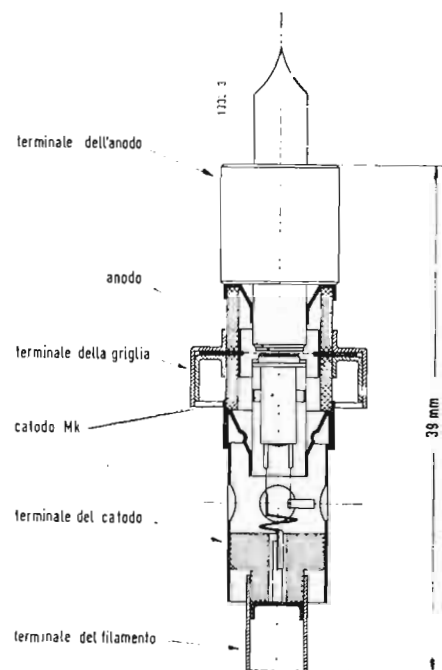



Fig. 2 - Sezione della valvola RH7C.

La Siemens e Halske ha realizzato due nuovi triodi a dischi che possono essere impiegati per frequenze fino a 6 GHz e a 9 GHz rispettivamente (1 GHz = 1000 MHz). Le due nuove valvole sono la RH6C e la RH7C.

Lo stesso materiale ceramico che era stato impiegato per la costruzione della valvola 2C39A è stato quello che ha permesso la realizzazione anche di queste due nuove valvole. Esso permette di raggiungere le minime dimensioni senza le quali non si riesce a combinare niente nel campo delle onde centimetriche. Infatti solo con delle distanze molto piccole si può ridurre in modo sufficiente le capacità e le induttanze interne della valvola fino a permettere l'impiego nel campo dei GHz.

La sempre viva richiesta di nuove frequenze portanti per gli scopi più vari ha reso necessario l'allargamento del campo di frequenza verso i valori più alti. I nuovi triodi della Siemens rappresentano sotto questo punto di vista un notevole progresso per l'impiego nel campo delle onde decimetriche e centimetriche ed in particolare della radiotecnica direzionale.

Una delle caratteristiche costruttive più importanti è la tecnica della fabbricazione del materiale ceramico per il quale si impiega dell'ossido di alluminio puro. Questo materiale permette di ottenere le piccolissime dimensioni di cui la fig. 2 può dare un'idea. Essa mostra la costituzione interna della valvola RH7C. In questa valvola la distanza fra catodo e griglia vale solo 25 micron e quella fra griglia e anodo 250 micron. Tuttavia la capacità fra griglia e catodo vale 2,9 pF e quella fra griglia e anodo 1,9 pF, invece la capacità fra anodo e catodo è uguale o inferiore a 17 mpF. È noto che la frequenza di taglio superiore si può aumentare, non solo diminuendo la distanza griglia catodo, ma anche concentrando la corrente catodica. Poichè nelle costruzioni precedenti si era giunti al limite massimo inferiore possibile per la distanza fra catodo e griglia, non restava altro mezzo che quello di concentrare la corrente catodica. Ciò fu reso possibile dall'impiego del cosidetto catodo MK. Si tratta di un catodo metallico capillare, pure realizzato dalla Siemens e Halske. Esso viene costruito facendo depositare uno strato emettitore uniatomico proveniente da un recipiente contenente bario, attraverso un disco di wolframio poroso. I catodi MK ammettono delle intensità di corrente fino a 1 A/cm², invece i normali catodi ad ossido arrivano normalmente a 0,2 A cm².

È pure noto che la potenza utile delle valvole diminuisce all'aumentare della frequenza. La fig. 1 mostra l'aumento della frequenza limite al diminuire della potenza in confronto con il più anziano triodo a dischi 2C39A. La valvola RH6C può fornire a 6 GHz una potenza di 1,2 W e a 4 GHz una potenza di 4 W. Lo stesso si può ottenere anche con la valvola RH7C, uguale per i dati di funzionamento, se si riesce ad eliminare la potenza dissipata (circa 20 W) attraverso un sistema di raffreddamento a contatto o un radiatore avvitato.

La temperatura esterna della valvola è determinante per la massima potenza dissipabile sull'anodo. Questa temperatura non deve superare in nessun punto i 180°. Poichè però il radiatore diminuisce il limite di frequenza di 2 GHz, la valvola RH6C è impiegabile solo fino a 7 GHz. Invece la valvola RH7C, non possedendo alcun radiatore, può arrivare nei circuiti oscillanti ad una frequenza di 9 GHz. In questo caso è però necessario smaltire accuratamente il calore con un raffreddamento a contatto.

Quindi tutte e due le valvole possono essere impiegate in oscillatori e in preamplificatori ad una frequenza di 7 GHz, invece il noto triodo 2C39A può arrivare solo a 3 GHz. La valvola RH7C può inoltre permettere un circuito di moltiplicazione fino a 9 GHz. Da quanto detto finora appare chiaro che la valvola RH6C è da preferire quando si devono smaltire delle forti potenze dissipate e quando la valvola deve essere facilmente ricambiabile. Con il tipo RH7C si possono invece soddisfare le esigenze degli apparecchi per quali non sono sufficienti le prestazioni della RH6C.

Un ulteriore progresso rispetto al triodo

(*) Da informazioni Siemens e da «Zwei neue Scheibentrioden für Frequenzen bis 6GHZ und 9GHZ», *Funkschau*, 15, 1959, pag. 358.

2C39A è costituito dal fatto che non è necessario usare, già al di sopra dei 300 MHz, dei circuiti coassiali di dimensioni realtivamente grandi. Per la sintonizzazione sulle normali frequenze di esercizio sono ben adatti per il tipo RH7C e per frequenze fino a 500 MHz dei circuiti quasi stazionari.

Il principale campo di impiego delle nuove valvole comprende la costruzione di oscillatori, amplificatori e mescolatori di potenza nelle gamme di frequenza fino a 7 GHz e di moltiplicatori fino a 9 GHz. L'impiego per frequenze più basse dovrebbe essere limitato per ragioni di economia a 100 MHz. Però per scopi speciali le due nuove valvole potranno trovare un impiego utile anche per frequenze più basse.

Per frequenze fino a 1,5 GHz si può ottenere una notevole semplificazione del circuito nel caso di catene di moltiplicatori o di amplificatori se si usa la valvola RH7C. In questo caso per il montaggio sono sufficienti dei semplici circuiti a conduttori piatti per accoppiare capacitativamente i vari stadi, collegati con griglia a massa, o direttamente o attraverso un divisore capacitivo in modo che in ogni stadio è necessario solo un comune trimmer per la sintonizzazione. Invece con l'impiego dei circuiti coassiali, necessari finora anche a queste frequenze, si deve potere sintonizzare in ogni stadio oltre che il circuito anodico anche l'accoppiamento, il disaccoppiamento e il circuito catodico dello stadio che segue. Con le nuove valvole si devono usare ancora i circuiti coassiali solo per le frequenze comprese fra 1,5 e 9 GHz.

Oltre a questi vantaggi le piccole dimensioni delle valvole permettono per esempio con tre triplicatori in serie di passare da 130 MHz a 3,5 GHz con un circuito contenuto in una piccola scatola avente le dimensioni 100 × 120 × × 220 mm. È necessario in questo caso impiegare dei circuiti quasi stazionari per i 130 e i 390 MHz, dei circuiti a nastro per gli 1,2 GHz ed un circuito a cavità per i 3,5 GHz.

Per il cambio della frequenza o per la sintonizzazione basta azionare un solo trimmer per stadio, il che garantisce una grande possibilità di variazione delle condizioni di impiego.

Con una potenza di pilotaggio di 500 mW a 130 MHz si può ottenere una potenza in uscita di 300 mW a 3,5 GHz. Questi pochi esempi possono essere sufficienti per dimostrare quali nuove possibilità possono offrire le nuove valvole nel campo delle onde centimetriche. Con ciò non si pretende però di dire la parola fine nello sviluppo delle valvole per altissime frequenze, perchè i nuovi materiali e i nuovi componenti elettronici non solo sono serviti per idee già formate, ma hanno fatto sempre nascere delle nuove idee. *A*

---

dott. ing. Paolo Quercia

Uso del tubo 6EM5 nei circuiti di deflessione verticale 110°

Tabella I. - Valori tipici di lavoro del tubo RCA - 6EM5 in circuito amplificatore a deflessione verticale a 110 gradi (tensione superiore a 20.000 V), di figura 1.

Tensione anodica	260 V
Tensione griglia 2	260 V
Tensione griglia 1	—22 V
Tensione da picco a picco AF griglia 1	44 V
Corrente di catodo media	50 mA
Corrente media griglia n. 2	4 mA
Resistenza effettiva di carico	3100 Ω
Tensione di picco impulsiva sulla placca	1500 V

Viene discussa l'applicazione del nuovo tubo RCA-6EM5 in circuiti a deflessione verticale per ricevitori televisivi che utilizzano cinescopi aventi angoli di deflessione diagonale di 110 gradi e operanti a tensioni superiori a 20.000 volt. Viene descritto e analizzato un circuito di amplificazione a deflessione verticale utilizzante un tubo 6EM5 e vengono discusse le cause di stiramento della parte superiore della immagine e le cause di compressione, la relazione fra la « zona » di entrata in sincronismo e costante di tempo di scarica di griglia, ed un metodo per ottenere una eccitazione lineare in un dato circuito usante il tubo 6EM5. Vengono dati formule e calcoli esemplificativi per la determinazione della potenza di uscita, del rendimento anodico, e della dissipazione anodica.

1. - CARATTERISTICHE DEL TUBO 6EM5

Il tubo 6EM5 è progettato in modo da formare un triodo ad alto μ (mu) e da avere un'alta corrente di placca. Quando la griglia 2 è connessa direttamente al positivo dell'alimentazione di circa 260 V, si può ottenere una corrente di picco di oltre 180 mA.

Il tubo 6EM5, perciò, non richiede una resistenza di caduta per la griglia 2 e il condensatore di by-pass. La caratteristiche del tubo sono tali che una deflessione lineare può essere ottenuta con un pilotaggio lineare di solo circa 44 V da picco a picco.

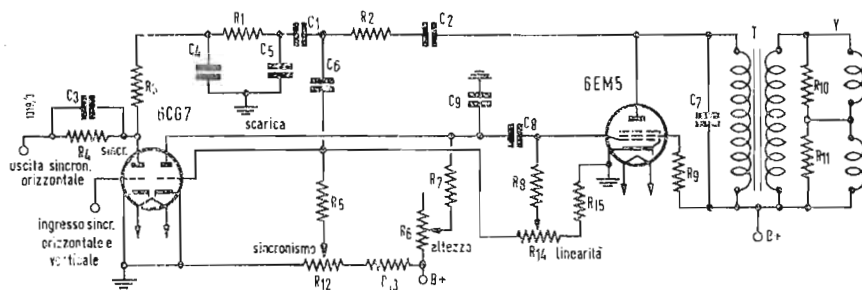



Fig. 1 - Circuito amplificatore per sistema a deflessione verticale a 110° utilizzante il tubo RCA 6EM5 C_1 = 0,01 μF carta, 600 V; C_2 = 0,03 μF carta, 200 V; C_3 = 220 pF ceramica, 600 V; C_4, C_5 = 0,01 μF carta, 600 V; C_6 = 0,006 μF carta, 600 V; C_7 = 0,001 μF carta, 200 V; C_8 = 0,05 μF carta, 600 V; C_9 = 0,01 μF carta, 600 V; R_1, R_3 = 150000 Ω, 0,5 W; R_2 = 33000 Ω, 0,5 W; R_4 = 10000 Ω, 0,5 W; R_5 = 1 MΩ, 0,5 W; R_6 = controllo di altezza, potenziometro, 1 MΩ, 0,5 W; R_7 = 470000 Ω, 0,5 W; R_8 = 1 MΩ, 0,5 W; R_9 = 150 Ω, 0,5 W; R_{10}, R_{11} = 200 Ω, 0,5 W; R_{12} = controllo di sincronismo, potenziometro, 150000 Ω, 0,5 W; R_{13} = 330000 Ω, 0,5 W; R_{14} = controllo di linearità, potenziometro, 250000 Ω, 0,5 W; R_{15} = 150000 Ω, 0,5 W; T = trasformatore (vedi Tab. II); Y = giogo RCA tipo numero 101108 (vedi Tab. III).

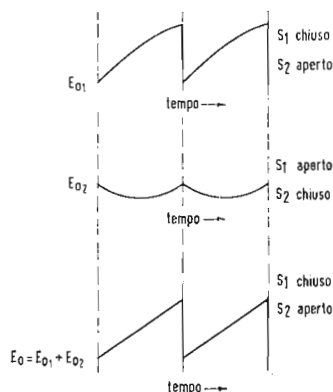
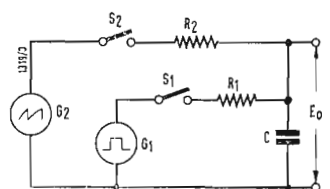



Fig. 2 - Circuito equivalente dimostrativo del metodo addittivo della tensione di placca (G_1) e di griglia (G_2) sul tubo di scarica per ottenere un pilotaggio lineare (E_0) per il tubo di uscita verticale di Fig. 1.

2. - DESCRIZIONE GENERALE DEL CIRCUITO

Il circuito rappresentato in fig. 1 usa un minimo numero di componenti e dà una buona resa nella « zona » delle caratteristiche del tubo che si hanno normalmente durante la vita del tubo stesso e con alta o bassa tensione di alimentazione. Altre caratteristiche di questo circuito sono la bassa impedenza nel circuito di griglia 1 del tubo di uscita (per minimizzare gli effetti di emissione di griglia, gas, o dispersione), bassi impulsi sulla placca, buona inserzione, ampia « zona » di entrata in sincronismo, basse interazioni, e polarizzazione automatica (per prevenire il fenomeno di bloccaggio causato dalla corrente di griglia e per ottenere buona linearità in un ampio campo di tensione di alimentazione). La Tabella I contiene i valori tipici per l'uso del tubo 6EM5 in questo circuito, e nelle Tabelle II e III sono indicati rispettivamente i dati per il trasformatore di uscita verticale e per il giogo.

3. - ANALISI DEL CIRCUITO

Il circuito raffigurato in fig. 1 è del tipo « oscillatore a reazione ». Essenzialmente, esso è un oscillatore bloccato che utilizza l'impulso verticale di ritorno invece di un trasformatore separato tipo oscillatore bloccato posto al controllo del circuito di griglia 1 dal tubo di scarica. Non sono necessarie reti linearizzanti di controreazione speciali, perchè la componente a dente di sega nella tensione di polarizzazione (sulla griglia del tubo di scarica) è integrata per dare la forma richiesta di impulso parabolico negativo, come si vede in fig. 2. Non viene usata alcuna correzione, perchè i circuiti che usano tale sistema sono troppo sensibili a variazioni nella zona di interdizione del tubo e si possono avere aumenti di distorsione, come eccessivi stiramenti della sommità dell'immagine e una eccessiva compressione sul bordo dell'immagine.

La polarizzazione catodica non è usata in questo circuito, prima di tutto perchè sarebbe necessaria una tensione di alimentazione (e potenza) maggiore, per una data potenza di uscita, l'uso di un potenziometro addizionale e di un condensatore di bypass. Inoltre, quando è usata la polarizzazione catodica, la linearità tende ad essere cattiva (deformazione nel centro dell'immagine) alla fine della vita del tubo o quando tubi a bassa corrente sono usati con bassa tensione di alimentazione. La non linearità della polarizzazione catodica dipende dall'andamento esponenziale del generatore a dente di sega non corretto.

La resistenza della griglia 1 di grande valore, che si deve usare per ridurre questa curvatura ad un minimo, accresce gli effetti delle correnti di griglia e può accelerare l'esaurimento del tubo.

Il tipo di polarizzazione usato in questo circuito, dà una buona regolazione tanto in continua che in alternata, e richiede circa 20 V di tensione anodica in meno di quello che sarebbe richiesto con polarizzazione catodica. I vantaggi di una buona linearità e di una bassa impedenza di griglia 1 possono essere ottenuti solamente con questo tipo di polarizzazione. Se si desidera, una polarizzazione catodica può essere usata per la protezione del tubo in assenza di eccitazione, purchè si usi una compensazione maggiormente parabolica per accrescere la costante di tempo del circuito di scarica di griglia o per aumentare la tensione di impulso alla griglia del tubo di scarica. Tuttavia, occorre che sia usata una tensione anodica superiore, e può essere necessario un condensatore di bypass.

Tabella II. - Caratteristiche del trasformatore di uscita verticale.

Corrente continua del primario (limitata per saturazione del ferro)	0,05 A max.
Temperatura ambiente	60 °C
Caratteristiche elettriche:	
Rapporto di trasformazione (primario: secondario)	11,8 : 1
Impedenza dell'avvolgimento primario (30 V, 60 Hz sovrapposti) a:	
50 mA di corrente continua	5000 min. Ω
30 mA di corrente continua	11.000 ± 15 % Ω
0 mA di corrente continua	13.000 ± 15 % Ω
Resistenza in corrente continua a 25 °C:	
Primario:	311 ± 10 % Ω
Secondario:	2,4 ± 10 % Ω
Isolamento avvolgimento nucleo 60 Hz:	1700 V
Induttanza dispersa (induttanza primaria con secondario in corto, 1 volt alternato, 1000 Hz):	135 mH max

Tabella III. - Dati del giogo (giogo RCA tipo 104408).

Avvolgimento verticale e coefficiente di temperatura negativo	17,9 Ω
Induttanza dell'avvolgimento verticale	14,8 H
Corrente del giogo verticale (picco a picco) richiesta per una completa deflessione a tensione superiore a 20000V	1,6 A

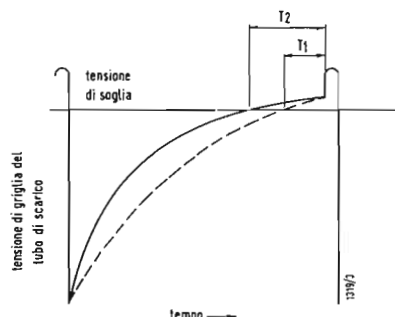



Fig. 3 - Effetto della costante di tempo del circuito di griglia del tubo di scarica sulla « zona » di entrata in sincronismo. Con una lunga costante di tempo (curva tratteggiata) la « zona » (T_1) è corta; con breve costante di tempo (curva continua) la « zona » (T_2) è lunga.

L'impedenza di griglia del tubo di scarico è scelta di valore basso per realizzare una breve costante di tempo, così che la porzione orizzontale della forma d'onda sulla griglia sia lunga, come si vede in fig. 3. Tale forma d'onda dà un'ampia « zona » di entrata in sincronismo. La bassa impedenza di griglia attenua pure ogni accoppiamento spurio degli impulsi di deflessione orizzontale e riduce la possibilità di cattivo interallacciamento, minimizzando la possibilità di cambiamenti nel tempo di conduzione dovuti all'effetto leggermente differente degli impulsi in presenza di campi alternati.

4. - MONTAGGIO DEL CIRCUITO

Non occorre che si usi un montaggio o una preparazione speciale, perchè il circuito di griglia 2 è leggermente controreazionato (cosa che si ottiene mediante una resistenza di 150 Ω in serie con la griglia 2), cosicchè vengono prevenute oscillazioni spurie.

5. - COMPENSAZIONE DELLA TEMPERATURA

L'effetto della variazione nella resistenza del giogo sull'andamento della deflessione verticale durante il periodo iniziale di surriscaldamento è più risentito nei sistemi a deflessione di 110 gradi che in quelli a deflessione a 90°, a causa della temperatura finale di regime del giogo relativamente alta. La temperatura del giogo può arrivare fino a 85 °C in un periodo di due ore di funzionamento. Questo riscaldamento aumenterà la resistenza da 13,5 Ω a circa 17,5 Ω. La corrente di uscita diminuirà in modo direttamente proporzionale alla variazione del carico, e risulterà una riduzione di deviazione.

Questa variazione nella resistenza dell'avvolgimento del giogo può essere compensata inserendo una resistenza che abbia un adatto coefficiente di temperatura in serie con l'avvolgimento del trasformatore di uscita, o nel controllo di altezza o nel circuito di griglia 2.

La migliore compensazione diretta è effettuata quando la resistenza di compensazione è in serie con l'avvolgimento del giogo, nel corpo stesso del giogo, dove può rispondere rapidamente alle variazioni della temperatura del giogo stesso. Il giogo RCA del tipo N. 104408 mantiene la sua resistenza costante a circa 17,9 Ω ed è pertanto raccomandato in tutti i circuiti a deflessione a 110 gradi.

6. - ESEMPI DI CALCOLO

Vengono dati esempi di calcoli per la determinazione della potenza di uscita, della dissipazione anodica, e del rendimento anodico di un tubo 6EM5 che lavora in un circuito a deflessione verticale come quello di fig. 1.

I valori riportati sono presi dalle tavole I, II e III:

Corrente catodica media (I_k) 0,05 A; Corrente di griglia 2 media (I_{c2}) 0,005A; Tensione anodica (E_{bb}) 260 V; Rapporto di trasformazione 11,8; Resistenza del giogo e dell'avvolgimento secondario del trasformatore (R_{ys}) 17,9 + 2,4Ω o 20,3 Ω; Resistenza dell'avvolgimento primario del trasformatore (R_p) 311 Ω. La potenza anodica di uscita, P_0, può essere calcolata mediante l'equazione:

$$P_0 = \frac{3}{4} (I_k - I_{c2})^2 (R_{ys} N^2 + R_p);$$

$$P_0 = \frac{3}{4} (0,05 - 0,005)^2 [(20,3)(11,8)^2 + 311];$$

$$P_0 = 1,77 \text{ W}.$$

La potenza anodica può essere calcolata mediante l'equazione:

$$P_i = (I_k - I_{c2}) [E_{bb} - R_p (I_k - I_{c2})];$$

$$P_i = (0,05 - 0,005) [260 - 311 (0,05 - 0,005)];$$

$$P_i = 11,1 \text{ W}.$$

Quindi la dissipazione anodica P_b, è $P_i - P_0$ cioè 6,33 W, ed il rendimento è P_0/P_i, cioè 43 %.

A.

* * *

Influsso di campi elettromagnetici sulla struttura dell'acqua

Da molti anni sono in corso ricerche sulla « struttura » dei liquidi ed in particolare dell'acqua. Gli studi in questo campo, per ora coltivati da pochi, procedono con grande lentezza dato le immense difficoltà che si frappongono al cimento sperimentale diretto della struttura medesima.

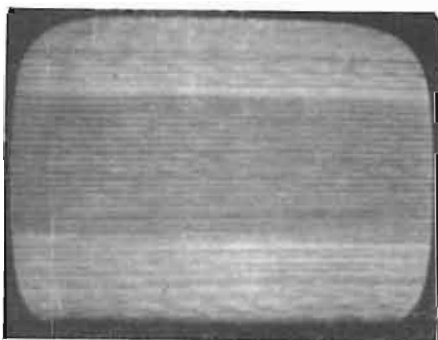
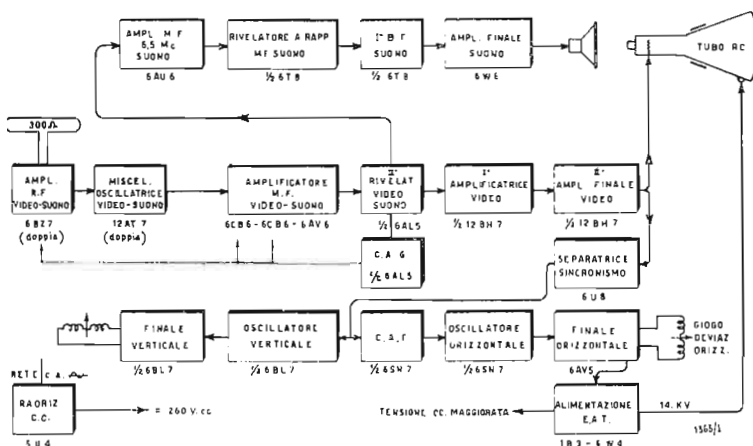
La struttura dei liquidi è cosa estremamente labile e mutevole ed i normali mezzi di indagine fisica si dimostrano di sovente troppo grossolani per un soggetto così delicato. La sperimentazione non deve alterare o distruggere le proprietà che si desiderano studiare. Ma, nel caso della struttura dei liquidi, questa ovvia condizione è molto difficile a realizzare.

In tal modo si esprime il Prof. Giorgio Piccardi, riferendo su una serie di ricerche che egli conduce con la collaborazione dei suoi assistenti e di alcuni allievi interni dell'Istituto da lui diretto - l'Istituto di chimica fisica dell'Università di Firenze - utilizzando certi modi d'azione fisica, che consentono di conservare alla struttura dell'acqua un ruolo appariscente.

In una prima nota il Prof. Piccardi ha ora riferito a riguardo di una esperienza « differenziale » che permette di seguire le variazioni strutturali dell'acqua con mezzi fisici ordinari ed ha mostrato come si possa modificare l'acqua in modo semipermanente, mediante un campo elettromagnetico di bassa frequenza e come questa modificazione sia rilevabile mediante misure di tensione superficiale. (*i.s.*)

Piero Soati

Casi caratteristici di guasti nei circuiti amplificatori video e audio

Fig. 1 - Circuito schematico di un ricevitore di TV CONDOR 17531-21531 nel quale si possono notare le diverse uscite prelevate dal secondo rivelatore video-audio.

1

2

NEL NUMERO scorso abbiamo visto le differenze sostanziali che caratterizzano un televisore realizzato secondo il sistema *split-sound* ed un circuito intercarrier, e la diversità del loro comportamento nel caso di guasti ai rispettivi circuiti a radio e media frequenza. I guasti che invece si riferiscono ai circuiti dell'amplificatore video sono caratterizzati dal fatto che si può osservare la mancanza dell'immagine mentre tanto il raster quanto il suono sono presenti. La presenza del raster, come già detto, conferma il buon funzionamento del circuito relativo la base dei tempi, quella del suono ci assicura che il televisore è normale fino al primo rivelatore video dal quale viene prelevato il battimento di 5,5 MHz che rende possibile di udire il suono.

L'immagine invece che essere assente può presentare delle anormalità di natura varia alle quali però corrisponde sempre un raster normale. Invece la presenza dell'immagine, regolare in tutti i suoi particolari, e l'assenza del suono indicano come il guasto abbia la sua sede in un punto che può essere localizzato a partire dal circuito accordato a 5,5 MHz fino all'amplificatore a bassa frequenza e che è compreso fra il rivelatore video e l'altoparlante. Non ci intratteniamo sull'esame specifico di avarie caratteristiche del circuito audio, per il fatto che la loro localizzazione è piuttosto elementare dato che è necessario seguire la stessa prassi che si usa nei confronti dei radioricevitori. Cogliamo l'occasione per confermare come il tecnico debba essere in grado di individuare immediatamente e grossolanamente il circuito nel quale ha sede l'avaria, basandosi sui sintomi generali manifestati dal televisore. Ciò evita inutili perdite di tempo e facilita la ricerca se si tiene conto che il 50% di avarie sono causate da valvole difettose ed esaurite, il 25% da resistenze che hanno alterato il loro valore od interrotte, il 15% da condensatori, compresi gli elettrolitici, difettosi o che comunque hanno alterato la loro capacità primitiva, e la restante percentuale da trasformatori ed autotrasformatori bloccati, bobine etc. difettosi od interrotti. In figura 1 riportiamo lo schematico di un televisore CONDOR 17531-21531 nel quale si può osservare, fra l'altro, le diverse uscite che sono prelevate dal secondo rivelatore video-suono, la qualcosa permette di comprendere meglio quanto abbiamo detto più sopra.

1. - CASI CARATTERISTICI DI GUASTI NEI CIRCUITI AMPLIFICATORI VIDEO E SUONO

1.1. - Immagine con sincronismo poco stabile e fascia orizzontale scura simile a quella causata da un forte ronzio a 50 Hz. Raster e suoni normali

L'anomalia si riscontrava su di un televisore tipo Philips 17TI 111A02. La sostituzione dei condensatori elettroli-

3

4

5

tici, che interessavano la catena a RF e MF, e che si ritenevano responsabili dell'anomalia dava esito negativo. Si provava a sostituire alcuni tubi, cosa che avrebbe dovuto essere eseguita come prima operazione, ed infatti sostituendo il tubo dell'amplificatore video l'immagine ritornava normale. Evidentemente il tubo presentava una certa dispersione nel circuito catodo - filamento (foto 1).

1.2. - Immagine poco dettagliata con controllo di contrasto al massimo. Raster e suono normali

Anche questo caso, relativo un televisore TELEFUNKEN FE9MI-B, si risolveva non appena si effettuava la sostituzione del tubo relativo il circuito dell'amplificatore video. Questo tipo di anomalia sovente è provocata da resistenze che alterando il loro valore modificando notevolmente il valore della tensione oppure da condensatori in corto circuito od in dispersione (foto 2.)

1.3. - Immagine con assenza di dettaglio e leggero effetto negativo. Suono e raster normali

La sostituzione del tubo dell'amplificatore video, in un televisore MARELLI RV105, dava esito negativo. Il controllo delle tensioni permetteva di accertare una notevole alterazione della tensione di polarizzazione di griglia di questo tubo. Dopo controllo dei componenti interessati si sostituiva il condensatore elettrolitico da 200 μF, posto in parallelo alla resistenza catodica, e che risultava in totale corto circuito e la resistenza di griglia il cui valore era notevolmente diverso da quello nominale.
Effettuata tale sostituzione l'immagine ritornava normale.

1.4. - Superficie luminosa piuttosto instabile con immagini su sfondo chiaro contornate da bordi scuri, talvolta allungati a forma di striscie, ed immagini scure con bordi chiari. Raster e suono normali

Tale fenomeno disturbava notevolmente la visione di un televisore tipo VEGA 417B. Attribuendo il difetto all'amplificatore video si effettuava la sostituzione del tubo interessato la qualcosa permetteva di ottenere un sensibile miglioramento: però seppure in misura minore, l'inconveniente persisteva. Si procedeva alla sostituzione di alcune resistenze e di un condensatore (C_{19} in serie al filtro a 5,5 MHz) e la ricezione ritornava normale (*i passaggi dal bianco al nero e viceversa danno luogo a bruschi cambiamenti dell'ampiezza e della polarita di modulazione, ed è perciò in questi momenti che si verificano gli effetti transitori dato che le impedenze reattive provocano uno sfasamento notevole. Ciò da luogo ad una forma di alterazione della modulazione che provoca gli inconvenienti suddetti*).

Da notare che in casi similari, per eliminare completamente l'inconveniente, è stato necessario smorzare le bobine con una resistenza da 20.000 Ω.

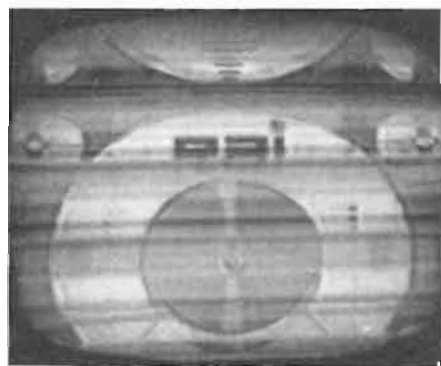
1.5. - Luminosità variabile con immagini contornate da alone chiaro per immagini scure e viceversa. Raster normale. Suono leggermente distorto

Inizialmente si imputava l'inconveniente, manifestatosi in un televisore RCA, all'amplificatore video dato che si attribuiva la distorsione, del suono, molto leggera, all'altoparlante. Invece si poteva constatare come tale circuito funzionasse egregiamente. Allora dando maggior valore al fenomeno di distorsione si orientavano le ricerche verso il rivelatore-video, la sostituzione del rivelatore a cristallo portava alla totale eliminazione dell'anomalia.

1.6. - Immagine non contrastabile le cui superficie molto estese risultavano sbiadite e talvolta con fenomeno di alonatura scura sulle immagini scure e viceversa. Raster e suono normali

Il controllo delle tensioni di un televisore PHILIPS 17 IIA-03 permetteva di rilevare come la tensione di griglia schermo del tubo amplificatore video fosse eccessivamente bassa. Controllato il condensatore elettrolitico da 8 pF (C120) dello schema esso risultava in notevole dispersione. Alla sua sostituzione quasi tutti i fenomeni sparivano, però persisteva la difficoltà di ottenere un buon contrasto dell'immagine. Siccome al controllo quasi tutte le tensioni di alimentazione erano risultate più basse del 10-15% del valore normale, e dato che i tubi raddrizzatori erano efficienti (prova eseguita tramite sostituzione) si sostituivano tutti gli elettrolitici della catena di alimentazione. L'immagine ritornava ottima e perfettamente contrastabile (foto 3).

1.7. - Parte sinistra dell'immagine molto piu chiara della parte destra lo stesso dicasi per il raster. Suono normale

Difetto riscontrato su di un televisore costruito da una scatola di montaggio e che secondo l'affermazione del proprietario era sempre stato presente. Dato che la trappola ionica risultava ben regolata e per il fatto che l'inconveniente si notava anche sul raster si supponeva che l'anomalia fosse dovuta ad un accoppiamento parassita. Infatti con un accurato controllo si poteva constatare come i conduttori che facevano capo all'amplificatore video ed al tubo catodico corressero paralleli e contigui ai conduttori relativi il circuito deviatore di linea. Allontanati detti conduttori l'immagine divenne normale. In un altro caso simile l'immagine risultava

suddivisa addirittura in due zone distinte: una chiara l'altra scura (foto 4).

1.8. - Immagine di luminosità variabile specialmente ai bordi ed attraversata da alcune striscie scure. Raster e suono normali

L'anomalia, in un televisore Fimi 2121, scomparve immediatamente sostituendo il tubo amplificatore video nel quale esisteva un corto circuito interno tra filamento e catodo. Tale fenomeno che generalmente è da attribuire a scarso filtraggio della tensione di alimentazione, in un altro caso si manifestò in seguito al distacco della resistenza catodica dalla massa (foto 5).

Concludendo possiamo affermare che i guasti al circuito amplificatore video, seppure meno frequenti di quelli relativi i circuiti della base dei tempi, sono tutt'altro che rari. Però, come abbiamo già detto, la maggior parte di essi sono da attribuire a tubi difettosi, alle resistenze ed ai condensatori e solo raramente alle bobine di correzione.

Terminiamo queste note facendo presente ancora una volta quanto abbiamo gia affermato e cioè che l'invecchiamento dei condensatori elettrolitici può dar luogo a dei fenomeni molto complessi che si ripercuotono più in uno stadio che in un altro e che possono trarre facilmente in inganno.

Nel prossimo numero esamineremo i guasti caratteristici la base dei tempi di riga. *A*

Note di servizio dei ricevitori di TV Condor serie P1, P2 e 171-211, 173-213

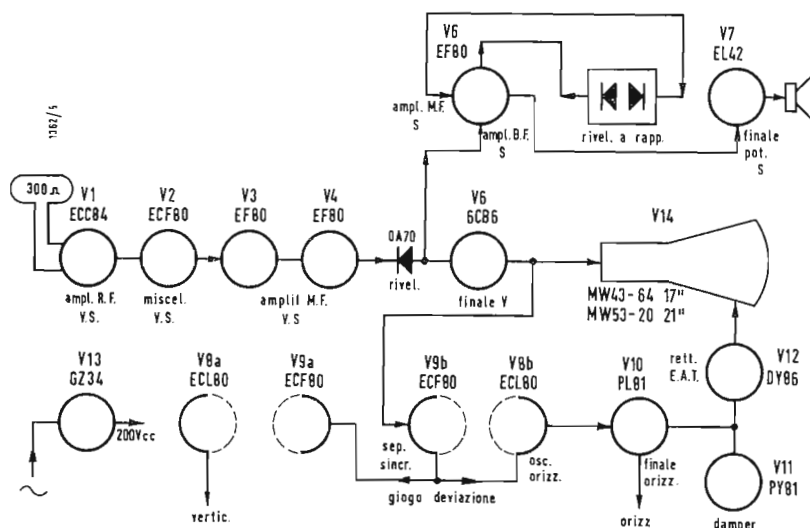



Fig. 1 - Circuito schematico dei ricevitori di TV Condor serie P1 e P21.

Gli schemi di questi televisori sono riportati nei vari volumi dello Schemario TV pubblicati dalla Editrice Il Rostro ma per comodità dei lettori nell'articolo precedente è stato riportato a pag. 506 lo schema di principio della serie 171-211 ed in fig. 1 e 2 quelli relativi, rispettivamente, le serie P1 e P2.

1.1. - Taratura senza strumenti. Taratura oscillatore RF.

Essa è necessaria qualora effettuando la sintonia non si abbia la corrispondenza fra suono e video. In tal caso occorre comportarsi come segue: *a*) accendere l'apparecchio portandolo sul canale desiderato, regolando per un volume al massimo, contrasto a metà, comando di sintonia a metà, luminosità regolare, mai troppo spinta; *b*) togliere le manopole di sintonia (fig 3) ed attendere circa 10 minuti; *c*) introdurre un cacciavite nel foro osc. e ruotare fino ad avere il miglior suono con il miglior video avvitando la vite osc. se il suono si trova in posizione di mas-

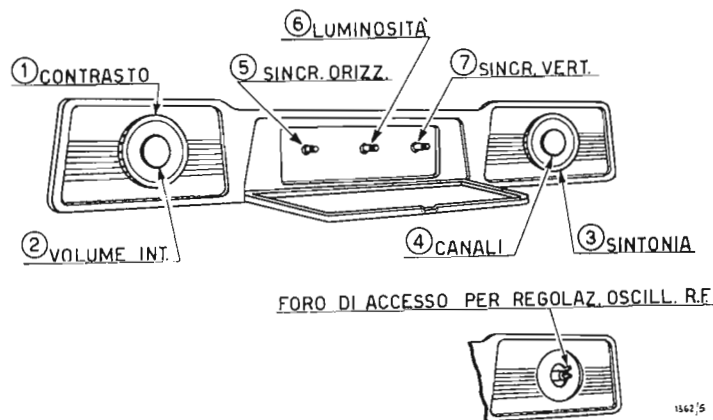



Fig. 3 - Disposizione dei comandi frontali dei ricevitori di TV CONDOR.

sima amplificazione e l'audio invece è è spostato, e comportandosi in modo inverso nel caso che il suono sia regolare e l'immagine sbiadita. La migliore regolazione del TV si ottiene girando il comando di sintonia in senso antiorario fino a vedere sull'immagine delle barre orizzontali grigio scure che appaiono e scompaiono col variare del suono dell'altoparlante. Quindi ruotare lentamente la manopola in senso contrario fino a che dette barre siano scomparse del tutto. Questa sarà la posizione migliore.

1.2. - Taratura del suono

La regolazione ad orecchio può essere

Fig. 2 - Circuito schematico dei ricevitori di TV CONDOR serie P2 e P22.

eseguita agendo, per piccoli ritocchi, sulle viti di regolazione MF suono Z_5 e discriminatore Z_6. Naturalmente questa operazione deve essere fatta in presenza di emissione. Se il suono è debole girare la vite posta inferiormente a Z_5 indicata nel disegno posto a fianco del mobile, fino ad ottenere la massima intensità. Nella serie P2 un certo rinforzo si ottiene sostituendo la R_{205} con altra del valore di 330 Ω. Se invece il suono sembra distorto o sibililante ritoccare, girandolo di circa 1/4 o 1/2 giro la vite posta sopra il discriminatore fino ad ottenere la ricezione migliore. Se si ode anche un certo rumore di ronzio provare a girare in un senso o nell'altro anche la vite posta sul lato inferiore del discriminatore Z_6.

1.3. - Taratura oscillatore orizzontale

Nel caso sia necessario effettuare la taratura di tale circuito è opportuno, come del resto per qualsiasi altra operazione, accendere il televisore lasciandolo scaldare per circa 10 minuti; successivamente si procederà come segue:

a) girare il bottone di sincronismo orizzontale completamente nel senso orario;

b) girare la vite superiore del trasformatore bloccato Z_1 fino a che l'immagine sia appena fuori sincronismo e cominci a vedersi la banda nera verticale dei segnali di cancellazione a sinistra dell'immagine.

c) ruotare il comando tutto nel senso antiorario;

d) togliere per un attimo il segnale portando il selettore di canali in posizione folle e quindi riportarlo in canale. Si osserverà la caratteristica figura del

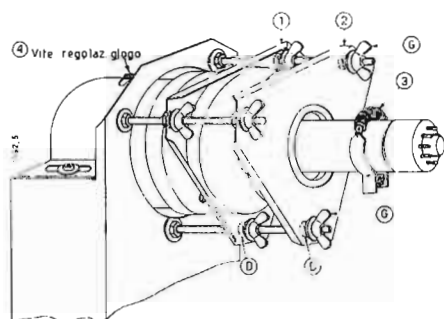



Fig. 4 - Elementi per la regolazione della focalizzazione, della centratura e dell'inclinazione dell'immagine nei ricevitori di TV CONDOR, telai 17531 e 21531.

Fig. 5 - Comandi posteriori dei ricevitori di TV CONDOR.

fuori sincronismo orizzontale:
e) girare nuovamente il comando di sincronismo in senso orario, in modo molto lento, ed osservare il numero di barre nere diagonali che si hanno poco prima che l'immagine si agganci in sincronismo;
f) se dette righe sono più di tre regolare la vite del condensatore $C_{49}A$ del CAF (range) girandola leggermente in senso antiorario (tale vite è posta sul lato posteriore dell'apparecchio);
g) girare il comando in senso tutto antiorario e ripetere l'operazione di cui al punto *d*) ed *e*) fino a che le barre presenti non siano più di tre;
h) ripetere le operazioni *a*) e *b*) e ricontrollare con le *c*), *d*), *e*) ritoccando se necessario il condensatore $C_{49}A$;
i) nel caso il sincronismo fosse impossibile, provare a regolare le vite del drive (C49B), ritornando esattamente al punto di partenza nel caso non si ottengano risultati positivi.

Quest'ultima manovra non deve superare il quarto di giro, tenendo presente che essa agisce indirettamente sulla E.A.T. e quindi comporta un ritocco sia della focalizzazione sia della trappola jonica. In caso non sia possibile ottenere buoni risultati è necessario ricorrere all'aiuto dell'oscillografo. Nella serie P1 la taratura è molto più semplice, infatti è sufficiente variare leggermente il valore di R_{265} e R_{271} per riportare l'apparecchio in perfetto sincronismo o, nel caso di difficoltà, effettuare la sostituzione del condensatore C_{235}. La serie P2 che presenta un sistema sinusoidale senz'altro superiore è tarabile nel seguente modo:
a) sintonizzarsi sulla trasmissione;
b) girare il nucleo della bobina volano 2130/93 accessibile dalla parte posteriore attraverso il foro posto sotto la scritta FREQ. ORIZZ. fino ad ottenere il sincronismo;
c) avvitarla di nuovo fino a perdere il sincronismo e fermarsi;
d) mettere il voltmetro a valvola al centro del potenziometro che controlla il sicronismo orizzontale e girarlo fino a che si abbia una tensione di −6,5 V e non toccarlo più;
e) portare il voltmetro al piedino della valvola V_{10} (6SN7);
f) svitare il nucleo della bobina volano, oppure avvitare senza però mai perdere il sincronismo finchè il voltmetro segni −6,5 V.

1.4. - Focalizzazione

Serie 171-172-173 (fig. 4). Se *l'immagine è sfuocata al centro* tenere fermo l'elemento 1, allentare i tre galletti dell'elemento 2 e allontanarsi lentamente da 1 fino ad ottenere la focalizzazione esatta. Bloccare l'elemento 2 avvicinando i dati *D* e serrando a fondo i galletti assicurandosi però che l'immagine sia centrata. L'immagine sullo schermo si sposta nello stesso senso di spostamento dell'elemento 2. *Immagine sfuocata ai bordi*: mantenendo fermo l'elemento 1 si avvicina l'elemento 2 tenendo presente che una certa sfuocatura ai bordi è ammissibile.
Serie P1 e P2. La vite di regolaggio unica permette l'allontanamento di due anelli se l'immagine è sfuocata al centro ed il loro avvicinamento se è sfuocata ai bordi.

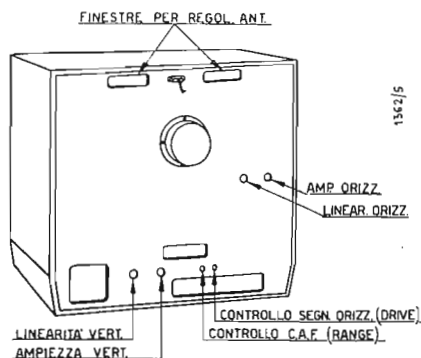
1.5. - Centratura dell'immagine

Per alzare o spostare a destra o a sinistra l'immagine è sufficiente spostare nella stessa parte l'elemento 2 ed eventualmente anche l'elemento 1. Nella serie P1 e P2 si effettuerà lo spostamento della levetta sposta nella parte superiore del giogo.
È molto importante che ogni qualvolta si effettua la regolazione del fuoco o la centratura dell'immagine si regoli anche la trappola 3 per la massima luminosità mediante una piccola rotazione o spostamento avanti od indietro. *Un tubo RC che funzioni con trappola ionica sregolata o con regolazione di luminosità molto spinta, per più di mezzo minuto può essere definitivamente danneggiato.*

1.6. - Regolazione del giogo

Qualora l'immagine sia inclinata oppure non perfettamente in squadra con lo schermo occorre ruotare il giogo (fig. 4) allentando la vite 4 superiore. Si allontana leggermente il giogo in modo che si stacchi dal fondo del tubo, si ruota fino a che le linee del raster siano orizzontali e quindi si spinge nuovamente a fondo il giogo fissandolo.

1.7. - Regolazione delle dimensioni

Essa viene fatta normalmente a mezzo del monoscopio. Per la regolazione dell'altezza e della proporzionalità verticale si agisce sui relativi comandi posti nella parte posteriore. Il ritocco della ampiezza orizzontale è piuttosto raro. Nelle serie 171 esiste un apposito comando posto in alto posteriormente. Nella serie P1 e P2 occorre agire sul condensatore C_{225} (P1) e C_{390} (P2).
Talvolta nella serie 171 il cerchio più grande del monoscopio può risultare leggermente deformato. In tal caso è opportuno ritoccare la vite del drive come già spiegato più sopra.
Serie P3. Questa serie deriva dalla serie P2 dalla quale si differenzia nel tubo catodico che è del tipo a 90° anzichè a 70°. Sulle norme di taratura ci intratteremo prossimamente. Da notare che i tubi a 90° sono del tipo alluminato a focalizzazione elettrostatica e quindi i televisori della serie P3 si distinguono per una maggiore vivezza di contrasto dell'immagine ed una forte luminosità. Lo speciale gruppo RF con circuito griglia a massa e triodo pentodo come convertitrice e 1° MF (brevettato) ha decisamente contribuito a dare a tali apparecchi una elevata sensibilità. *A*

Il carattere del nuovo dipartimento della Scienza e della Tecnologia in USA

Com'è noto, il Governo degli Stati Uniti ha recentemente deciso di costituire un Dipartimento della scienza e della tecnologia, al fine di meglio coordinare tutte le diverse attività scientifiche, sua per le attività che esse involgono in campi svariatissimi della vita politica ed economica nazionale sia per i riflessi in campo internazionale.
La decisione si è concretizzata in tre proposte di provenienza parlamentare, che sono state oggetto di esame del Sottocomitato sulla riorganizzazione e organizzazione internazionali, emanazione del Comitato Senatoriale sulle operazioni del Governo.
Il primo bill è del Senatore Kefauver, il quale prevede la costituzione immediata di un Dipartimento della Scienza e della Tecnologia; a tal fine egli propone di trasferire al nuovo Dipartimento quelle funzioni ora attribuite ad altri Enti, che più chiaramente e senza bisogno di particolari strutture, sono attinenti a problemi scientifici. In tal modo, come egli ha avuto occasione di illustrare, testimoniando in una seduta del suddetto Sotto comitato, egli non si nasconde le difficoltà di organizzare il nuovo Dipartimento, ma nel contempo pensa sia più utile agire subito a dare al nuovo Ministero funzioni provvisorie, anzichè studiare più a lungo il problema, in modo che il nuovo Dipartimento possa funzionare sin da principio nel modo migliore.
Tra le funzioni che il Sen. Kefauver propone di trasferire subito il Dipartimento della Scienza e della Tecnologia, vi sono quelle del Dipartimento della Difesa, per quanto concerne il programma di sviluppo e costruzione di missili, razzi, etc., che però non siano considerati come armi. Egli insiste che gli studi degli alti spazi, quelli atmosferici e quelli meteorologici non debbano essere curati dal Dipartimento della Difesa, nel quale egli afferma non si ha un sufficiente grado di cooperazione. Egli propone anche, di trasferire subito al Dipartimento della Scienza e della Tecnologia le funzioni dell'« Atomic Energy Commission » e della « National Science Fundation ».
Altro Bill è stato presentato dal Senatore Humphrey in collaborazione con altri 6 Senatori. Questo bill non fa proposte molto concrete sul modo con cui il nuovo Dipartimento debba nascere, come lo stesso Sen. Humphrey ha dichiarato, esso si propone soltanto di gettare le basi onde dare l'opportunità di una pubblica discussione alla presenza del Sottocomitato.
Proprio dalle risultanze di queste pubbliche discussioni il Sen. Humphrey, che peraltro è Presidente del suddetto Sottocomitato, ha presentato il terzo bill il quale propone l'istituzione di una Commissione di Studio per la formulazione di proposte concrete e precise per l'istituzione del Dipartimento della Scienza e della Tecnologia.
Nella seduta del 28 maggio 1959 fu approvato quest'ultimo bill ed inviato per l'esame al Comitato Senatoriale sulle Operazioni del Governo il quale, in data 18 giugno 1959 lo ha approvato senza emendamenti e lo ha inviato per l'esame del Senato con una favorevole raccomandazione.
Secondo il terzo bill si dovrebbe istituire una Commissione di 16 membri, di cui 8 nominati dal Presidente degli Stati Uniti e di questi ultimi, 4 da scegliere dal ramo esecutivo del Governo e 4 tra altri cittadini eminenti in uno o più campi della scienza; altri 4 nominati dal Presidente del Senato, di cui 2 tra in Senatori e 2 eminenti scienziati; altri 4 infine nominati dallo Speaker della Camera dei Rappresentanti, di cui 2 tra i Rappresentanti e 2 eminenti scienziati.
Tale Commissione dovrebbe effettuare un esame completo su problema dell'istituzione del Dipartimento della Scienza e della Tecnologia e, qualora tale istituzione risultasse consigliabile, indicare quali funzioni esso dovrebbe ricoprire, stabilendo anche la regolamentazione secondo la quale il nuovo dipartimento dovrebbe funzionare.
La Commissione di studio dovrebbe completare tale lavoro entro il 31 maggio 1960.

(*i.s.*)

Lanciato un missile in prossimità dell'« Explorer VI »

Un aviogetto da bombardamento dell'Aeronautica statunitense del tipo B-47 in volo sull'Atlantico a 10.500 metri di altezza ha lanciato, il 13 ottobre, un missile a due stadi in direzione del satellite artificiale « Explorer VI ».
Peraltro, secondo quanto è stato successivamente precisato dall'Aeronautica, l'esperimento non era destinato ad intercettare o abbattere il satellite, ma a « dimostrare la possibilità di lanciare missili balistici dagli aerei ». Al momento del lancio, l'« Explorer VII » si trovava al perigeo dell'orbita, ossia nel punto più vicino alla Terra.
Scopo principale del lancio era di accertare l'efficienza dell'apparato di guida del missile lungo una traiettoria quasi verticale. (*u.s.*)

Fotografata l'« anti-lambda » nuova particella antimateria

Gli scienziati del Laboratorio Radiazioni « Lawrence » dell'Università di California, sotto la direzione del prof. Luis W. Alvarez, hanno fotografato una nuova particella nucleare neutra l'« anti-lambda », mediante la modernissima camera a bolle da circa 1.80 m, in funzione da alcuni mesi.
Il documento fotografico, che è stato mostrato per la prima volta in pubblico durante la recente Conferenza di Kiev sulla fisica delle alte energie, è di eccezionale importanza, dato che ha permesso di registrare in una sola immagine la completa reazione nucleare contenente l'anti-lambda, compresa la particella che ha dato l'avvio alla concatenazione di eventi.
L'anti-lambda appartiene ad un gruppo di particelle note come « iperoni ». Essa ha una massa equivalente a quella di 2180 elettroni.
Nella fotografia ripresa a Berkeley è riportata la scia di un antiprotone, scomparso subito dopo l'ingresso nella camera a bolle, in seguito ad una reazione con un protone. Dopo un intervallo, si osservano due scie brillanti a V, prodotte rispettivamente dal « decadimento » di un'antilambda e da quello di una normale particella lambda, che, come noto, è ugualmente sprovvista di carica.
Essendo neutra, la nuova particella non poteva lasciare la caratteristica scia; peraltro, la sua presenza è stata rilevata in base alle scie lasciate dalle particelle dotate di carica elettrica da essa create nella collisione con particelle di materia ordinaria nell'idrogeno liquido della camera a bolle.
La nuova particella subnucleare è la terza dell'antimateria scoperta dagli scienziati americani con il Bevatrone di Berkeley, un acceleratore di particelle tra i più potenti del mondo attualmente in funzione. Come è noto, nel 1955 fu scoperto l'antiprotone e nel 1956 l'antineutrone. (*u. s.*)

A. G. E. Turello

Cinescopio salvato in extremis

Solo la scomparsa totale del raster ha deciso l'utente a ricorrere all'opera del tecnico, ma ormai il guaio è combinato. Ridotto a zero l'isolamento catodo-filamento del cinescopio, la soluzione più elementare consiste nel sostituire quest'ultimo. Tra questa ed altre possibili soluzioni, l'A. ne sceglie una quinta che consente di salvare... capra e cavoli.

1. - ANAMNESI PERSONALE E FAMIGLIARE

Televisore modello Smart Baby III, costruito dalla ITELECTRA di Milano. Cinescopio da 17" a 90° Philips AW43/80. Equipaggiato con 13 valvole + 3 diodi al germanio + 2 raddrizzatori multipli al selenio, per complessive 27 funzioni. Circuito in parte a cablaggio tradizionale ed in parte su tre piastre stampate in dellite (scansione verticale, suono, finale video, separatore sincronismi, comparatore di fase, reattanza ed oscillatore orizzontale). Anno di nascita 1957. Mobile di bachelite verniciata. Valvole accese parte in serie, parte in parallelo; cinescopio su secondario separato. Autotrasformatore d'alimentazione per diverse reti; alimentatore anodico a duplicatore per onda intiera. Circuito elettrico molto originale ed esecuzione ottima. Funzionamento impeccabile; discutibile la definizione.

2. - ANAMNESI REMOTA

Ad un mese dall'acquisto si è resa necessaria la sostituzione di entrambi i raddrizzatori al selenio con prese intermedie perchè, fornendo una corrente insufficiente, le dimensioni del quadro si erano ridotte ad un punto inaccettabile. Il lavoro è stato effettuato in altro laboratorio, ma chi scrive è quasi certo che le cose siano andate in questo senso perchè, a suo tempo, ha effettuato numerosi interventi del genere ad apparecchi gemelli di questo. Tali raddrizzatori, estremamente compatti e belli a vedersi (in confronto naturalmente agli altri al selenio dell'epoca, non ai meravigliosi attuali al silicio) nel giro massimo di un anno, dovevano essere sostituiti con altri di maggiori dimensioni e durata.

Due mesi prima dell'ultimo guasto, per dichiarazione dell'utente, « è scomparso il quadro ed al suo posto è rimasta una riga orizzontale a metà quadro ». Riportato nel laboratorio del rivenditore e riparato, ha funzionato regolarmente per pochi giorni, dopo di chè l'altezza del quadro è divenuta instabile variando continuamente da pochi millimetri a qualche centimetro; difetto tanto più sensibile quanto più l'apparecchio è lasciato lungamente acceso: qualche volta, istantaneamente, il quadro si riduce alla solita riga orizzontale per poi riallargarsi.

Difetto oltremodo fastidioso che tuttavia il cliente tollera anche perchè il riparatore di fiducia era temporeneamente assente.

3. - ANAMNESI PROSSIMA

Solo la scomparsa totale del quadro (raster) ha deciso l'utente a provvedere. Dichiara che mentre l'apparecchio funzionava con il solito difetto, improvvisamente la luce dello schermo s'è spenta ed inutilmente ha manovrato il comando di luminosità per richiamarla. Poichè l'incidente è avvenuto all'inizio del terz'atto di una commedia, non se l'è sentita di spegnere l'apparecchio e rinunciare a seguirne la conclusione, sia pure con il solo audio; dopo pochi minuti lo schermo si è illuminato di luce vivissima e senz'immagine, irriducibile con il controllo di luminosità, per poi rispegnersi definitivamente.

Con ciò il buonuomo era ben lontano dall'immaginare quanto gli sarebbero costati od avrebbero potuto costargli quei venti minuti circa di ascolto. Per colmo d'ironia, a fattaccio compiuto, si era rammentato che avrebbe potuto seguire l'audio col suo ricevitore FM sintonizzato sul suono di Torino TV (canale C).

4. - ESAME OBIETTIVO E DIAGNOSI

Poichè lo schermo non si illumina, si stacca la ventosa EAT dal cappuccio del cinescopio e la si avvicina alla massa: una scintilla anemica e non superiore ai 4 millimetri, di aspetto assolutamente statico.

Con un lungo cacciaviti ben appoggiato alla gabbia EAT ci si avvicina al cappuccio della DY86: a 15 millimetri scocca il ben noto arco continuo regolamentare. Anche senza osservare che la valvola è spenta è intuitivo che o è bruciata, o c'è difetto all'accensione. La debole scintilla rilevabile alla ventosa EAT è evidentemente dovuta in parte a passaggio per capacità, in parte alle perdite del vetro della raddrizzatrice, in parte al suo vuoto imperfetto che ha anche effetto rettificante. È capitato di vedere delle EY86 con il filamento interrotto che continuano ad erogare EAT a c.c. di 20 ed anche 30 μA. In questi casi il televisore dà un'immagine molto più grande del normale ed a tentativi di incrementare la luminosità reagisce con effetto fioritura.

Constatato che la DY86 ha il filamento bruciato, se ne mette una nuova e, rimesso l'apparecchio in funzione, lo schermo si illumina di luce vivissima ed inestinguibile: la rotazione destrorsa del comando di luminosità non fa che peggiorare la situazione. Ad evitare un bis della DY86 o di rovinare il cinescopio, si toglie la ventosa EAT, si rimette in funzione l'apparecchio e si misurano le tensioni dello zoccolo del cinescopio:

a g_3 risultano + 150 V: regolari;

a g_2 + 370 V: regolari;

a g_1 o cilindro modulatore, da zero a + 110 V a seconda della posizione del cursore di a; normale;

al catodo, zero volt, anzi 2,8 V: alt! Tutt'altro che normali: dovrebbero essere + 120 ÷ 130 V.

Un sospetto terribile (per il padrone dell'apparecchio!) ha immediata conferma sfilando lo zoccolo del cinescopio e misurando l'isolamento catodo-filamento: c'è corto circuito in un punto intermedio.

Le soluzioni di questo problema sono diverse.

La prima, ovvia, semplice, non richiedente lunghi decenni di dura propedeutica, è quella di sostituire il cinescopio. Ci pare però delittuoso scartare un cinescopio che per modernità di esecuzione e giovane età potrebbe avere un lungo avvenire. A parte che con un bel gesto potremmo anche avere la riconoscenza del cliente cui risparmieremmo l'esborso di oltre 20.000 lire.

La seconda è di tentare, immettendo una tensione di 10 o più volt tra un estremo del filamento ed il catodo, di volatilizzare il punto di corto circuito. È prova che con le valvole analogamente difettose riesce spesso, ma altrettante volte brucia definitivamente il

Fig. 1 - Qui a fianco è riportato lo schema completo del ricevitore di TV Smart Baby III. Entro la linea tratteggiata il circuito di fig. 4.

AW43/80
DY86
PY81
PL36
EF80
EF80
ECC84
ECF80
volume
contrasto
altezza
ITELECTRA
mod SMART BABY III

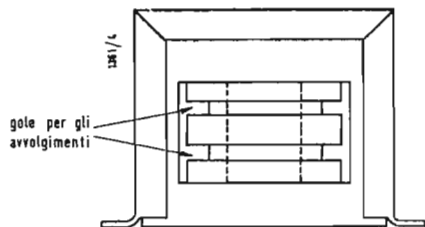
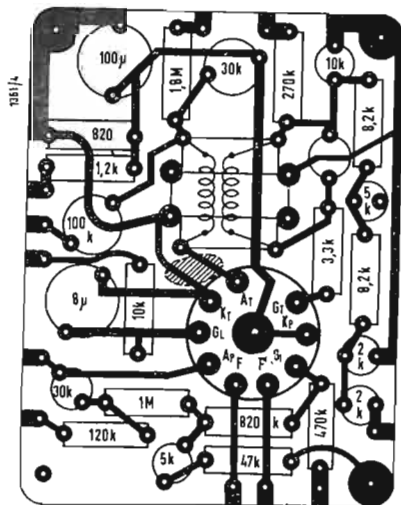



Fig. 2 - Struttura del trasformatore separatore impiegato per l'accensione del cinescopio.

Fig. 3 - Circuito stampato degli organi di deviazione verticale. Vedi testo.

filamento. Il rischio è troppo grande e ci si rinuncia.
A parte il fatto che se anche l'esperimento riesce, tutto fa prevedere il ripetersi del corto, ferme restando le d.d.p. di lavoro agli elettrodi interessati.
Terza. Si potrebbe modulare il cinescopio di cilindro anzichè di catodo; per questo: 1°) sconnettere il secondario d'accensione 6,3 V c.a. da massa; 2°) mettere il catodo a massa; 3°) staccare dal catodo l'induttanza di compensazione e mandarla al cilindro; 4°) staccare il condensatore di cancellazione ritracce verticali (*d*) dal cilindro e provvedere a cancellazione diversa; 5°) con queste varianti si avrebbero immagini negative; per riaverle positive, inserire un triodo od un pentodo tra la finale video ed il condensatore *b* (invertire il diodo rivelatore sarebbe più semplice, ma i sincronismi andrebbero a catafascio); 6°) realizzare un alimentatore (anche con un semplice diodo al germanio) ben filtrato, capace di fornire una tensione negativa di $-80 \div 100$ V, per polarizzare adeguatamente il cilindro modulatore.
A parte altre piccole varianti volutamente dimenticate, l'intervento risulta troppo complicato.
La quarta soluzione consiste nello staccare semplicemente da massa il secondario a 6,3 V d'accensione, filamento e catodo si troverebbero liberi di assumere il potenziale loro applicato attraverso *c* e quindi l'immagine si riformerebbe mentre la luminosità potrebbe essere regolata ad libitum. C'è solo un piccolo grosso ma, quello per cui l'avvolgimento a 6.3 V, realizzato senza precauzioni particolari, stretto com'è fra altri avvolgimenti, presenta una capacità verso massa eccessiva e tale da consentire il formarsi di un'immagine inaccettabile per scarsa definizione. Misurata tale capacità, risulta di oltre 120 pF, mentre è provato che 10 soli pF messi tra massa ed il catodo del cinescopio si mangiano oltre 2 MHz di definizione; la frequenza in gioco varia in fatti fra 25 e 5.500.000 Hz, almeno in teoria!
Bisogna quindi arrivare ad alimentare il filamento del cinescopio difettoso attraverso un dispositivo che permettendo il passaggio dei 50 periodi di rete, presenti una capacità bassissima rispetto la massa.

5. - INTERVENTO

Quinta e definitiva soluzione. Ci si procura un vecchio trasformatore d'uscita per altoparlante, fuori uso perchè interrotto, della potenza di $3 \div 4$ W (sezione 4 cm²) e lo si smonta conservando calotta, pacco lamellare e cartoccio. Su quest'ultimo si avvolge ed incolla uno strato di cartone ondulato dello spessore di 5 mm. Su questo strato si avvolgono ed incollano 2 striscie dello stesso cartone ondulato larghe 5 mm ed una larga 10 nel modo risultante dalla fig. 2. Si ottengono cioè due scanalature larghe 5, profonde 5, distanti 10 l'una dall'altra e distanti 5 mm dai bordi del cartoccio. In una scanalatura vengono avvolte a matassa 150 spire di filo rame smaltato di 3/10 e costituiscono il primario; nell'altra si avvolgono 170 spire dello stesso filo che costituiscono il secondario. Si rimontano i lamierini (questa volta però incrociati) la calotta, e si spruzza il tutto di Krylon, dopo di che si procede alla misura delle capacità che risultano: 7 pF tra nucleo e l'uno o l'altro degli avvolgimenti; 4 pF fra un avvolgimento e l'altro. Per fruire appunto della più bassa delle capacità, la calotta invece di essere fissate direttamente allo chassis e quindi a massa, è fissata su una robusta striscia di cartone bachelizzato, ancorato a sua volta sullo chassis. Una capacità di 4 pF aggiunta a quelle già esistenti ha conseguenze irrilevanti per l'utente profano.
Si collegano dunque i terminali dell'avvolgimento da 150 spire ai 6,3 V del trasformatore d'alimentazione, mentre i terminali di quello da 170 vengono mandati al filamento del cinescopio.
Con una certa trepidazione si dà corrente all'apparecchio, il filamento del cinescopio si accende ed alla misura voltmetrica denuncia 6,2; passa largamente il sacramentale minuto d'attesa, c'è EAT, ma lo schermo non vuol saperne d'illuminarsi. Un rapido controllo coll'elettronico agli elettrodi del cinescopio rivela che al catodo di questo c'è una tensione positiva molto superiore a quella richiesta, il che equivale a dire che il cilindro è molto più negativo del richiesto, rispetto al catodo; e la rotazione della luminosità non ha alcun effetto trovandosi il cinescopio molto al di là dell'interdizione.
Causa di quest'altra anomalia risulta poi semplicemente l'interruzione del resistore *e* che cessando la sua azione partitrice permette al catodo di salire in tensione.
A seguito di questa scoperta è facile ricostruire la probabile cronistoria della serie di guasti:
1°) s'interrempe il resistore *e*;
2°) l'immagine scompare perchè il cinescopio è interdetto;
3°) l'utente, ignaro della tegola, insiste. La tensione esistente tra filamento e catodo, pur alta, non è proibitiva; tuttavia, forse, per una defaillance di nascita del cinescopio (terra refrattaria-isolante del filamento incrinata o mancante in un punto) l'isolamento cede;
4°) cedendo, il catodo viene a trovarsi al potenziale di massa (più la poca alternata d'accensione) ed allora il cilindro si trova addirittura positivo rispetto al catodo; e di qui:
5°) il grande bagliore dello schermo. L'utente continua a fregarsene e di conseguenza:
6°) il generatore EAT, sottoposto ad un lavoro da negri, la pianta nel suo punto più debole: la DY86.

La cosa s'è fermata qui, ma avrebbe potuto continuare con: filamento della DY86 che, spezzato, viene elettrostaticamente attratto dalla placca, spiaccicarcisi contro, chiudere il circuito; galletta EAT che butta fuori i suoi 16 kV a frequenza di riga sui 500 pF circa della metallizzazione cinescopio (condensatore filtro-serbatoio EAT c.c.); galletta che quindi arrostisce; PL36 e PY81 strapazzate da strozzarle; idem il resto del trasformatore di riga; raddrizzatori, condensatori duplicatori e trasformatore d'alimentazione che fumano; ecc. E ci fermeremo qui prima che vada a fuoco l'intiero isolato di palazzi!

D'accordo sul fatto che è discorso inutile perchè chi legge « l'antenna » queste cose le sa e chi non le conosce si guarda bene del leggerle.

Sostituito quindi il resistore *e* da 100kΩ, la questione cinescopio si trova risolta meglio del previsto e resta solo la trascurabile vecchia granetta dell'instabile altezza del quadro.

Quel « trascurabile » dettato dall'euforia del momento resterà poi nella strozza quando ci si renderà conto che se per salvare il cinescopio sono bastate meno di tre ore, per eliminare quel difettuccio, mal contati, sono occorsi 3 giorni!

La fig. 4 rappresenta il circuito elettrico della piastra stampata (fig. 3) portante gli organi della scansione verticale. Vi è compreso il filtro integratore ed escluso il trasformatore d'uscita verticale a causa delle sue dimensioni e peso.

Viene subito notato che il trasformatore blocking, originariamente piccolo e fisso sulla piastra stessa, non è più al suo posto ed è stato sostituito senza varianti nel circuito e nei valori, da un PK 50589 tropicalizzato della Philips. A causa del suo ingombro e degli attacchi diversi, è stato fissato lateralmente sullo chassis metallico ed i collegamenti stampati sono stati integrati con normale trecciola. Non è difficile concludere che questo lavoro è stato effettuato due mesi prima: quando « è scomparso il quadro ed al suo posto è rimasta una riga orizzontale a metà quadro ».

Procedendo dal giogo di deflessione al trasformatore d'uscita e verso il filtro integratore, le cause che potrebbero provocare la fastidiosa variazione d'altezza, potrebbero essere:

1°) bobine di deviazione verticale con spire dall'isolamento incerto;

2°) elementi shuntanti e correttori (*R* e *C*) in parallelo od in serie a queste e difettose;

3°) saldature incerte (siamo a bassa impedenza e frazioni di ohm parassite hanno grande importanza). L'argomento saldature è naturalmente validissimo per tutti gli altri organi;

4°) secondario del trasformatore d'uscita difettoso (molto improbabile);

4°) idem, primario (molto probabile);

6°) *R* e *C* in parallelo a questo. Non probabile perchè per ridurre il quadro ad una sottile riga dovrebbero, contemporaneamente, andare in corto sia il condensatore che il resistore;

7°) instabilità della tensione anodica alimentante il pentodo della PCL82;

8°) difetti ai condensatori *f*, *g*, *h*, *i* ed *l*. Nessuno di questi può però far ridurre ad una riga il quadro, tranne, forse, *i*.

9°) la sezione pentodica della PCL82;

10°) i resistori *m*, *n*, *o*, *p*, *q*, *t*, *u*, *z*; i potenziometri *r*, *s*, *v*. Di tutti questi, i soli *u* e *z* potrebbero forse essere gli unici autentici responsabili.

Tutti questi organi sono controllati o sostituiti, le saldature rifatte: il difetto persiste.

Il voltmetro per c.a. applicato ai terminali del primario del trasformatore d'uscita, quando il quadro si contrae, dà una lettura inferiore; quando si riduce istantaneamente ad una riga, l'indice va a zero.

Lo strumento in c.c. misurante la tensione catodica del pentodo, in parallelo al resistore *z*, ad una riduzione dell'altezza, risponde con una lettura maggiore. Il che fa pensare che manchi il pilotaggio. Applicando infatti il voltmetro per c.a. o l'oscilloscopio alla griglia controllo del pentodo, durante le contrazioni si nota una corrispondente e proporzionale riduzione dell'ampiezza del segnale.

Si passa quindi all'analisi dell'oscillatore verticale.

A parte il triodo che era già stato sostituito precedentemente, l'organo più sospettabile (dato che è già stato sostituito una volta) è il trasformatore di blocco *aa*. La sua sostituzione non approda a nulla.

È poi la volta dei condensatori *ag* ed *ah*, seguiti dai resistori *ab*, *ac*, *ad*, *af* e dal potenziometro *ae*.

Di tutti questi, *ab*, *ac*, *ae* ed *ah* sono i più probabili; *ab* più di tutti e viene sostituito.

Sempre al punto di partenza.

Si controlla allora con estrema cura la stabilità della tensione boosterata *R*. Piccolissime variazioni (riduzioni) sono rilevabili in concomitanza alle contrazioni, tali però da non poterne essere la causa; si direbbero piuttosto la conseguenza.

Un primo deciso passo avanti nella diagnosi è fatto quando ci si accorge, con il voltmetro c.c. applicato all'anodo del triodo, che la tensione ha delle diminuzioni notevoli in stretta relazione con le contrazioni.

(il testo segue a pag. 526)

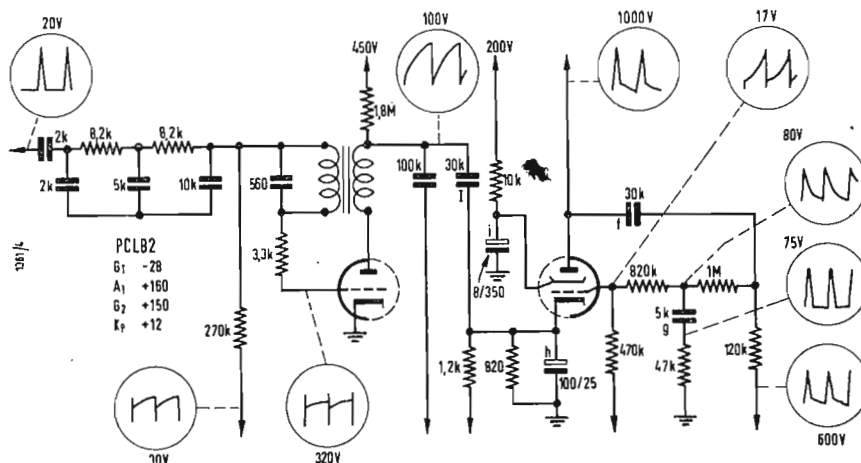
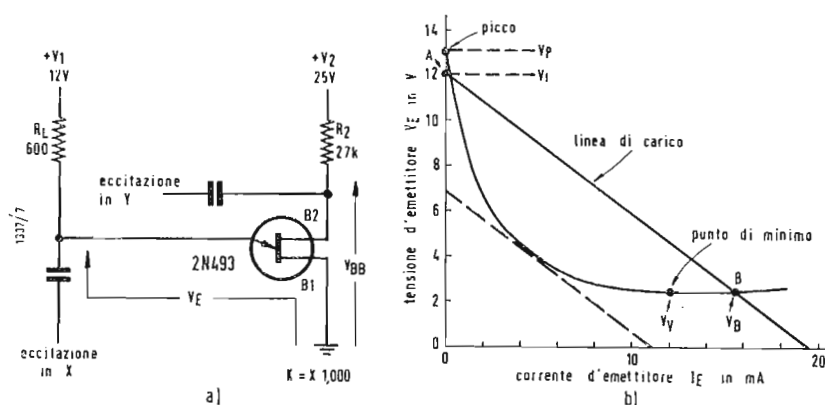



Fig. 4 - Circuito elettrico degli elementi compresi nella piastra di fig. 3. Nello schema elettrico di pag. 513 questo circuito è racchiuso entro una linea tratteggiata.

dott. ing. Pasquale Postorino

Circuiti bistabili con transistori ad unigiunzione*

Il transistore ad unigiunzione semplifica il progetto dei circuiti bestabili e permette un buon funzionamento anche ad elevate tempirature ambiente. Lo sfruttamento della regione a resistenza negativa come stato stabile richiede un minimo consumo di potenza ed aumenta la velocità di commutazione. Dopo alcune considerazioni d'indole generale e di principio sui circuiti bistabili, vengono qui descritti dei circuiti bistabili con transistori unigiunzione e con un diodo di blocco per mantenere la tensione di emettitore al di sotto della tensione di picco ed infine, come applicazione, un contatore ad anello.

Fig. 1 - Circuito bistabile di principio *a*) e caratteristica d'emettitore del transistore ad unigiunzione, *b*). Sono riportati i due punti di funzionamento bistabile.

Lo SVILUPPO dei nuovi componenti attivi e passivi ha grandemente semplificato lo studio dei circuiti, diminuendo altresì — per uno stesso circuito — il numero dei componenti, che in precedenza invece erano ritenuti indispensabili. E ciò grazie alla migliore « funzionalità » dei nuovi ritrovati.

Il transistore al silicio ad unigiunzione è un esempio di componente attivo, le cui caratteristiche semplificano lo studio degli oscillatori a rilassamento e dei circuiti a tempo, offrendo in più il vantaggio di una maggiore stabilità, rispetto alle variazioni della temperatura e della tensione d'alimentazione, e di una maggiore durata [1].

Un generatore a rilassamento, opportunamente modificato, può funzionare come generatore di impulsi, amplificatore di impulsi, generatore di impulsi a dente di sega o divisore di frequenza. Con un solo transistore ad unigiunzione si possono progettare multivibratori liberi ad un solo scatto [2].

Inoltre le caratteristiche di resistenza negativa del transistore ad unigiunzione sono tali da rendere possibile, impiegando un solo elemento, la realizzazione di circuiti bistabili. È ovvio che l'analisi e il progetto di questi circuiti differiscono sensibilmente da quelli dei circuiti bistabili studiati per i convenzionali transistori a giunzione.

1. - PRINCIPI DEL CIRCUITO BISTABILE

Lo schema di principio del circuito bistabile con transistore ad unigiunzione è visibile in Fig. 1, assieme alla corrispondente curva caratteristica dell'emettitore.

I due punti di funzionamento stabile A e B cadono sull'intersezione della linea di carico formato da R_L e V_1 e la curva caratteristica. Il punto A si trova nella regione di interdizione in cui l'emettitore ha una polarizzazione inversa. Il punto B si trova nella regione di saturazione, in cui l'emettitore è conduttore e la tensione d'emettitore è bassa. La pendenza della curva caratteristica dell'emettitore in zona di saturazione dà un valore di resistenza da 0 a 40 Ω, mentre la pendenza della caratteristica dall'emettitore in tono d'interdizione dà un valore di resistenza maggiore di 10 MΩ.

(*) T. P. SYLVAN - *Bistable Circuits Using Unijunction Transistors* - Electronics Dicembre 1958, pag. 89

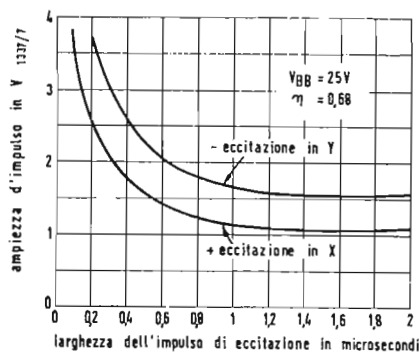



Fig. 2 - Ampiezza dell'Impulso dell'eccitazione in funzione della larghezza dell'impulso.

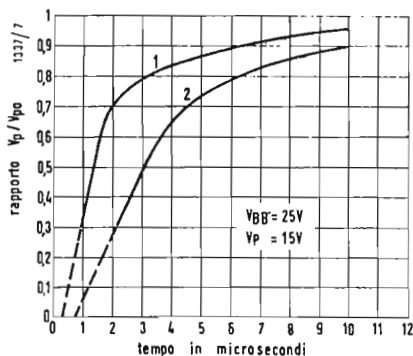



Fig. 3 - Caratteristiche del ripristino dell'emettitore al punto di picco, rilevate per una resistenza di carico di 2200 Ω e una corrente di emettitore di 8 mA 1); per una resistenza di carico di 1000 Ω e una corrente di emettitore di 16 m 2A).

Per avere un sicuro funzionamento del circuito bistabile, la tensione d'alimentazione V_1 deve essere minore della tensione di punta V_p. In caso contrario il punto A cesserebbe di essere, per detto circuito, un punto stabile. In aggiunta, il valore della resistenza R_L deve essere abbastanza piccolo in modo che il punto B, per tutte le condizioni di funzionamento, cada alla destra del punto di minimo. Se il punto B dovesse cadere alla sinistra del punto di minimo nella regione a resistenza negativa, il circuito potrebbe allora diventare rigenerativo ed il punto B non sarebbe più un punto di funzionamento incondizionatamente stabile.

Con punto di funzionamento in A, il circuito bistabile di fig. 1*a* è escluso, in quanto attraverso la resistenza di carico R_L ed attraverso l'emittitore del transistore fluisce soltanto una piccola corrente. La dissipazione nel carico durante lo stato « off » dipende dal valore di R_L e dalla corrente di perdita dell'emittitore, minore di 1 μA; tale dissipazione è minore di 10^{-9} W.

Durante lo stato « on », corrispondente al punto di funzionamento B, vengono dissipati circa 135 mW nel carico e 45 mW nel circuito dell'emettitore.

2. - INSERZIONE DELL'ECCITAZIONE

Un'eccitazione positiva di ampiezza maggiore di ($V_p - V_1$), applicata al punto X, oppure un'eccitazione negativa, applicata al punto Y, commutano il circuito bistabile nella condizione « on ». Se l'impulso di eccitazione viene applicato in Y, esso deve essere negativo e di ampiezza maggiore di ($V_p - V_1/\eta$), dove η è il rapporto intrinseco di « standoff » del transistore ad unigiunzione. Applicando l'eccitazione in X, la linea di carico si sposta verso l'alto rispetto alla curva caratteristica, mentre applicando la eccitazione in Y la curva caratteristica di emettitore si abbassa, cambiando il valore effettivo di V_{BB}.

Un impulso d'eccitazione negativo di ampiezza ($V_B - V_?$), applicato all'ingresso X, commuta il circuito bistabile di fig. 1*a* nello stato « off ».

L'impendenza d'entrata dell'emettitore nella condizione « on » è molto bassa ed allora l'impendenza d'uscita della sorgente d'eccitazione deve essere anche essa bassa.

Applicando un impulso in Y, il circuito può essere commutato in « off », ma ciò solo se il punto B si trova leggermente alla sinistra del punto di minimo e sia vicino al punto di instabilità. Applicando però l'eccitazione in Y, si priva il circuito di quella certa flessibilità di funzionamento in pratica necessaria e si riduce anche l'entità della corrente ammissibile nel carico.

Per portare il bistabile nella condizione « off », pur tuttavia si può impiegare un altro metodo. Se si riduce, infatti, momentaneamente V_1, la linea di carico si sposta al di sotto della curva caratteristica. Non appena detta linea interseca la curva caratteristica dell'emettitore al di sotto dell'interdizione a 7 V, come mostrato in fig. 1*b* dalla linea tratteggiata, il circuito viene commutato in « off ».

Se la resistenza di carico R_L è inserita fra la base B_1 e massa, applicando un impulso negativo alla base B_1 o alla base B_2, il circuito può essere portato nella condizione « on ».

Per ottenere la condizione « off » basta applicare un impulso positivo alla base B_1. Il guadagno di corrente emettitore-base B_1 apporta una più elevata efficienza di commutazione, però — allo stato « off » — nel carico fluisce una certa corrente.

In qualsiasi circuito bistabile, per portare il transistore nella condizione « on » è necessario che la tensione di emettitore sia portata ad un valore superiore a quello della tensione di punta, oppure che la tensione di punta sia portata ad un valore inferiore a quello della tensione di emettitore, abbassando la tensione dalla base B_2. Inoltre, per portare

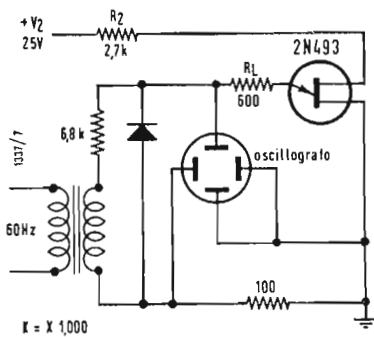
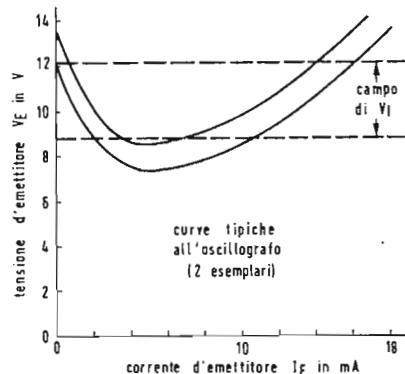



Fig. 4 - Circuito di prova con le indicazioni dell'inserzione dell'oscillografo in *a*) e delle caratteristiche tipiche dell'oscillografo in *b*).

Fig. 5 - Circuito modificato con l'aggiunta del diodo per mantenere la tensione d'emettitore al di sotto della tensione di picco *a*). Diagramma indicante la condizione più vantaggiosa di commutazione in « off » *b*).

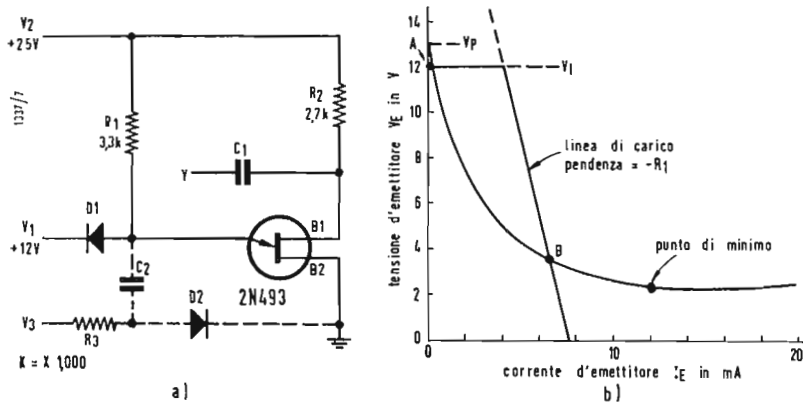



Fig. 6 - Circuito bistabile con diodo di disaccoppiamento. È necessaria soltanto una piccola eccitazione negativa in X per la commutazione in « off ».

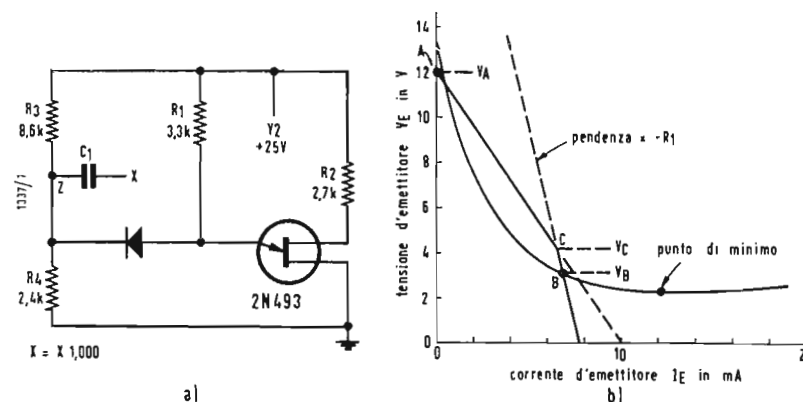
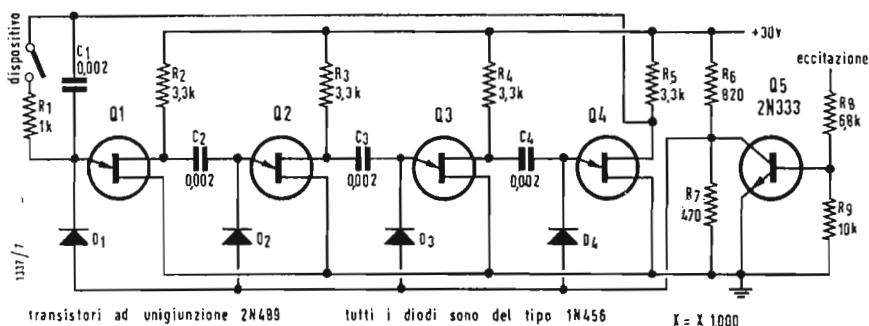



Fig. 7 - Contatore ad anello funzionante a frequenza fino a 40 kHz.

il transistore in condizione « on », la corrente di emettitore deve essere superiore alla corrente di cresta I_p dell'emettitore. La corrente di picco è generalmente di 4 μA con una tensione base — base di 25 V e ad una temperatura di 25 °C.

L'ampiezza degli impulsi d'eccitazione deve essere maggiore col diminuire della larghezza degli stessi impulsi. Nella figura 2 è riportata l'ampiezza minima richiesta in funzione della larghezza dell'impulso. L'impulso d'eccitazione applicato alla base B_2 deve avere un'ampiezza maggiore, secondo il fattore $1/\eta$, di quella dell'impulso applicato all'emettitore.

Pur essendo le condizioni, per portare il transistore allo stato « off », alquanto complesse, in pratica si può ottenere lo stato « off » in maniera più rapida, diminuendo il valore della corrente d'emettitore immediatamente prima della commutazione in « off ». Per ottenere ciò è necessario che l'emettitore sia ad un potenziale negativo rispetto alla base B_1 e che la base B_2 sia tenuta al di fuori della regione di saturazione. Durante lo stato « off » si può avere un passaggio di corrente da o verso l'emettitore. Quando l'emettitore, nella condizione « off », è ad un potenziale negativo rispetto alla base B_1, al diodo emettitore sono presenti degli effetti di accumulazione di cariche del tutto simili a quelli presenti in alcuni tipi di diodi a giunzione.

Durante la commutazione in « off », il ripristino non è completo, anche dopo che l'emettitore abbia cessato di essere conduttore. L'effettiva tensione di picco d'emettitore V_p assume il valore V_{po} di stato stabile, come è mostrato in figura 3.

La costante di tempo del circuito per la commutazione « off » deve essere fissata in modo che la tensione d'emettitore salga più lentamente di V_p; in caso contrario, l'emettitore diventa conduttore prima che il ripristino sia completo ed il transistore non può essere commutato in « off ».

3. - CIRCUITO DI PROVA

A causa della non linearità delle caratteristiche d'emettitore, lo studio del circuito bistabile di fig. 1*a* è in generale alquanto difficoltoso. Il metodo di calcolo grafico facilita senz'altro lo studio del progetto, ma comporta d'altronde

un lavoro considerevole per il rilievo delle misure e per il tracciamento delle curve caratteristiche d'emettitore. Si può grandemente semplificare l'uno e gli altri, utilizzando un oscillografo, come mostrato in fig. 4*a*. La resistenza di carico R_L è posta in serie all'emettitore. Le curve caratteristiche del circuito completo sono visibili sull'oscillografo. I valori delle tensioni di funzionamento sono quelli che cadono entro le due linee tratteggiate, che intersecano le curve caratteristiche nelle due regioni di pendenza positiva.

Per esempio, se le due curve caratteristiche di fig. 4*b* sono le curve limiti di un altro tipo di transistore ad unigiunzione, il valore di tensione di funzionamento è quello delimitato dal campo compreso fra le due linee tratteggiate.

4. - CIRCUITO BISTABILE MODIFICATO

Nella fig. 5 è riportata un'altra versione del circuito bistabile con aggiunto un diodo per mantenere la tensione d'emettitore al di sotto della tensione di picco. Quando un'eccitazione negativa applicata alla base B_2 commuta il transistore nella condizione « on », il diodo di blocco ha una polarizzazione inversa e R_1 è la resistenza di carico dell'emettitore. Dato che il transistore ha una polarizzazione corrispondente al punto B nella regione a resistenza negativa, il funzionamento è stabile purchè la capacità fra emettitore e base B_1 sia inferiore ad un certo valore critico. Questo valore dipende dal punto di polarizzazione B ed aumenta man mano che ci si avvicina al punto di minimo. Se il punto di polarizzazione è al di sotto di 5 V, il valore critico della capacità è maggiore di 50 pF.

Nello stato « on », quando il transistore ha una polarizzazione in corrispondenza della regione a resistenza negativa, la potenza richiesta per la commutazione in « off » ed il tempo di commutazione in « off » sono molto ridotti.

In fig. 5*b* è indicata con due linee tratteggiate una condizione abbastanza vantaggiosa per la commutazione in « off ». Quando V_3 è negativa, il diodo D_2 ha una polarizzazione inversa e la resistenza dinamica in serie alla capacità C_2 è sufficientemente elevata per mantenere il transistore al punto di polarizzazione B. Quando V_3 è positiva, il diodo D_2 ha una polarizzazione diretta e la sua resistenza dinamica decresce col crescere della corrente diretta. Quando la resistenza dinamica totale della maglia (D_2 — C_2 — E — B_2) diventa negativa, il circuito è rigenerativo e il transistore si porta nella condizione « off ».

In figura 6 è riportato un altro circuito bistabile. In questo caso la pendenza della linea di carico fra i punti A e C è determinata dalle resistenze in parallelo R_1, R_3 e R_4. Quando il transistore è nello stato « on », la tensione al punto Z è uguale a V_C. Il diodo ha quindi una polarizzazione inversa definita dalla tensione $V_C - V_B$ per cui l'emettitore viene ad essere disaccoppiato rispetto al punto Z e la capacità C_1 non può sbilanciare il transistore nel punto di polarizzazione B. Per commutare il transistore ad unigiunzione in « off » è necessaria soltanto una piccola eccitazione negativa applicata all'ingresso X.

5. - CONTATORE AD ANELLO

La fig. 7 fa vedere un circuito di contatore ad anello, che è un'applicazione del circuito bistabile di fig. 1. Le resistenze R_6 e R_7 corrispondono alla resistenza di carico dell'emettitore e servono, a circuito alimentato, a mantenere la tensione al collettore di Q_5 ad un valore minore di quello della tensione di picco dei transistori ad unigiunzione. Il transistore Q_1 viene portato in « on » dal commutatore del dispositivo e mantenuto nello stato « on » della corrente, che fluisce in R_6 e nel diodo D_1.

Quando si applica il primo impulso di eccitazione, la corrente proveniente da R_6 fluisce attraverso il collettore di Q_5 verso massa e quindi Q_1 viene commutato in « on » a mezzo di C_2.

Al termine dell'impulso d'eccitazione la corrente che circola in R_6 e D_2 mantiene Q_2 nello stato « on ». Ogni successivo impulso d'eccitazione fa avanzare il contatore verso destra di un passo.

Il circuito riportato in fig. 7 funziona ad una tensione fra i 20 e 40 V con ampiezza dell'impulso d'eccitazione compreso fra 0 e 40 kH$_2$. Il circuito dà soddisfacenti prestazioni a temperature ambiente fino a 110 °C.

6. - BIBLIOGRAFIA

[1] T. P. SYLVAN - *Design Fondamentals of Unijunction Transistor Relaxation Oscillators* - Electronic Equipment, Dicembre 1957.

[2] E. KEONJIAN and J. J. SURAN - *Unijunction Transistor Forms Flip Flop* Electronics, pag. 165, Settembre 1957.

Una collana di monografie sull'automazione in Italia

La Commissione di studio per l'automazione del Consiglio Nazionale delle Ricerche, partendo dalla premessa che i vari problemi oggi posti dall'automazione possono essere affrontati più efficacemente attraverso una migliore conoscenza di tutto ciò che sinora è stato attuato in questo campo in Italia, ha ritenuto di raccogliere in una pubblicazione i vari aspetti dell'applicazione dell'automazione, appunto, in Italia.

Tale pubblicazione, che si prevede di riunire, in un secondo tempo in un unico volume, consisterà inizialmente in una collana di monografie, stampate in un primo tempo in fascicoli separati a mano a mano che ne sarà pronto il testo, evitando ritardi dovuti ad eventuali lacune, che si avrà cura di colmare successivamente.

La collana consisterà di tre parti: *a*) una Introduzione di carattere generale; *b*) una 1ª parte, dedicata al tema: « L'automazione considerata nei diversi campi applicativi con particolare riferimento alla situazione nazionale » e costituita di una serie di monografie relative ai singoli settori applicativi; *c*) di una 2ª parte, dedicata al tema: « Problemi diversi dell'automazione » e costituita di trattazioni approfondite dei diversi problemi segnalati nell'introduzione.

Lo scopo principale dell'Introduzione dovrebbe essere quello di mettere a fuoco i principali problemi che pone in Italia l'introduzione dei procedimenti automatici, nonchè quello di fornire alcune prime indicazioni sui provvedimenti, che appaiono più importanti ed urgenti.

Per quanto riguarda la prima parte, le monografie relative ai diversi settori applicativi saranno raggruppate nelle seguenti cinque Sezioni: 1) Produzione industriale; 2) Servizi pubblici e privati; 3) Servizi di organizzazione interna delle grandi aziende pubbliche e private; 4) Applicazioni aventi di mira la salvaguardia della vita umana; 5) Applicazioni speciali.

Per quanto riguarda la seconda parte, le trattazioni relative ai problemi segnalati nella introduzione generale saranno raggruppate nelle seguenti quattro Sezioni: 1) Problemi tecnici, tecnologici e applicativi; 2) Problemi economici, finanziari e sociali; 3) Problemi della preparazione degli esperti di ogni ordine; 4) Problemi della ricerca scientifica e della organizzazione di laboratori scientifici e tecnici.

La preparazione delle monografie è in corso con la collaborazione di molte industrie nazionali. *(p.n.i.)*

I. F. S.

Come si realizza un carico artificiale per potenze modeste su larga banda*

I resistori a filo non induttivi possono sopportare maggior potenza di quelli ad impasto, ma in generale non sono sufficientemente non reattivi sì da permettere il loro impiego quale carico artificiale alle frequenze più elevate.

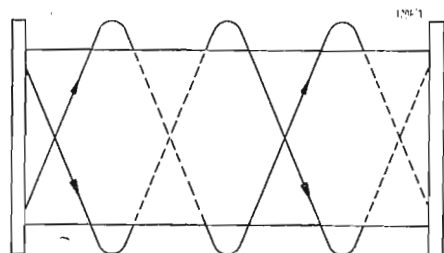



Fig. 1 - Tipico andamento dei due capi di filo ad alta resistività che compone la resistenza antiinduttiva tipo Ayrton-Perry. Gli avvolgimenti sono di senso l'uno contrario all'altro ed eseguiti su di una sottile piastrina di mica in modo che le spire abbracciano un'area interna ridottissima. Particolare questo che costruibuisce a ridurre sensibilmente l'induttanza che viene, d'altra parte, quasi annullata dall'andamento in opposizione dei due flussi generati dai due avvolgimenti di cui sopra, avvolti con perfetta simmetria.

(*) Condensato di GEISER, D. T., Wide-Band Moderate-Power Dummy Loads, *QST*, 12, 1958, pag. 18.

L'AUTORE RIFERISCE circa il progetto e la realizzazione di una serie di carichi fittizi (dummy loads) per piccole potenze (70-80 W max) da impiegare su bande abbastanza estese grazie a disposizioni circuitali che permettono la compensazione delle piccole capacità e dell'induttanza del circuito.

Si fa presente che sono pochi i radiotecnici che conoscono appieno le possibilità di impiego di un carico fittizio. Al più si ritiene che si tratti di un apparato raramente impiegato per dissipare potenza. E invece le resistenze di carico fittizio sono probabilmente tra gli accessori più utili della stazione accanto al monitore di modulazione e al ponte per la determinazione del rapporto di onda stazionaria. Il carico fittizio infatti viene impiegato ad esempio per controllare il trasmettitore prima che si cominci ad utilizzarlo per realizzarlo per comunicazioni radio.

Esso in tal caso viene collegato, tramite la linea di trasmissione, ed un carico pari alla impedenza caratteristica di quest'ultimo.

In questo modo è possibile verificare il funzionamento dello stadio finale e la potenza irradiata senza invadere l'etere con delle emissioni non ancora completamente messe a punto, cosa proibita da tutti i regolamenti per radioamatori.

I ponti v.s.w.r. (voltage standing wawe radio = rapporto onda stazionaria) per il controllo delle onde stazionarie sono facilmente messi a punto con l'impiego dei carichi artificiali specie di tutti quei casi in cui non si sa se sia l'antenna o altro a causare dei disadattamenti di impedenza.

In questo caso basta sostituire l'antenna con il carico artificiale e la questione è facilmente risolta.

Un carico artificiale è pure molto utile in tutti i casi in cui si desideri controllare le cause delle interferenze con le emissioni televisive (TVI). Basterà sostituire all'antenna il carico fittizio e controllare così se è l'antenna od il Tx ad emettere l'indesiderato segnale. In questo caso però anche il carico fittizio deve essere convenientemente schermato così come deve esserlo ogni buon trasmettitore.

Un carico artificiale può inoltre permettere il controllo di un cavo coassiale specie se un cattivo adattamento ha provocato delle sovratensioni interne provocando dei guasti interni.

Basta collegare da un lato la resistenza terminale di chiusura e controllare il rapporto di onda stazionaria.

Ciò detto l'autore passa in rassegna i vari tipi di resistenze di carico utilizzabili come carichi artificiali per radiofrequenza.

Viene ascartato il filamento incandescente delle lampadine perchè il riscaldamento provoca una fortissima variazione di resistenza da vuoto a carico.

Esistono delle buone resistenze di carico impiegate fino a frequenze dell'ordine dei 3000 MHz ed oltre; si tratta di carbone o di resistenza metallizzata che viene depositata su vetro o su materiale isolante.

Si tratta di carichi che possono dissipare solo una potenza relativamente modesta e che raggiungono dei costi proibitivi, ad esempio venti volte il normale.

Buoni risultati possono invece dare le resistenze ad impasto (che variano però leggermente col carico) e quelle a filo ad avvolgimento non induttivo (tipo Ayrton-Perry) Naturalmente occorre limitarsi a potenze modeste dai 40 agli 80 W. La piccola induttanza residua può venir compensata con una debole capacità dell'ordine della decina di picofarad disposta in parallelo al carico. L'autore dimostra che la compensazione che così si introduce è praticamente indipendente dalla frequenza di lavoro.

E infatti:

– supposto che si abbia una resistenza R_s in serie con una piccola induttanza L_s.

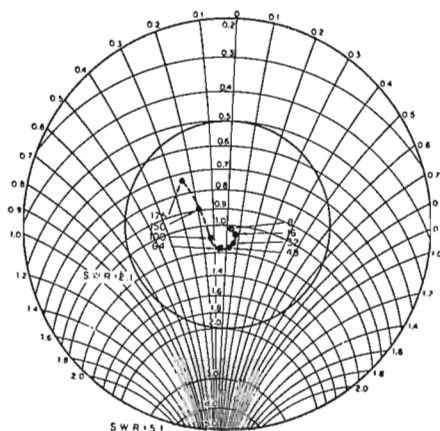



Fig. 2 - Impedenza caratteristica della resistenza di carico combinata da 50 Ω di cui alla fig. 3. Come si vede, l'impiego si estende sulla gamma da zero a 275 MHz. Occorre però evitare dei bruschi e forti sovraccarichi che metterebbero in pericolo gli elementi di resistori a impasto.

Fig. 3 - Resistenza di carico combinata con due resistenze da 200 Ω, 10 W a filo di tipo antiinduttivo (avvolgimento Ayrton-Perry di fig. 1) e da 10 resistenze tipo impasto da 1000 Ω, 2 W. I terminali delle resistenze a filo vanno piegati verso massa in modo da fornire la capacità di compensazione. Il connettore coassiale è disposto sotto lo schermo di rame utilizzato per il collegamento delle varie resistenze in parallelo tra loro.

— L'equivalente di induttanza parallelo di X_s sarà:

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

— E se X_s è molto più piccola di R_s:

$$X_p \cong \frac{R_s^2}{X_s} = \frac{R_s^2}{2\pi f L_s}$$

— Si ha compensazione di reattanza quando la reattanza parallelo X_p è eguale alla reattanza:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}.$$

La relazione può venir scritta come segue:

$$X_p = \frac{1}{2\pi f C} \quad \text{oppure}$$

$$\frac{R_s^2}{2\pi f L_s} = \frac{1}{2\pi f C} \quad \text{da cui:}$$

$$\frac{R_s^2}{L_s} = \frac{1}{C}$$

espressione quest'ultima in cui non compare la frequenza cosa che ci autorizza appunto ad affermare che la compensazione è indipendente dalla frequenza di lavoro.

L'autore riferisce di alcuni tipi di resistenze a filo della « Sprague » ad avvolgimento compensato che furono da lui impiegate in disposizione serie parallelo e compensate con una piccola capacità di 50 ÷ 20 pF in parallelo.

In certi casi un filo di collegamento, piegato ad uncino dalle resistenze al terminale di entrata per il cavo coassiale, è stato sufficiente ad introdurre la induttanza serie di compensazione.

Da ultimo si esaminano le caratteristiche delle resistenze a impasto concludendo che si tratta di elementi resistivi che hanno una scarsa capacità di resistenza ai sovraccarichi e presentano l'inconveniente di possedere un coefficiente negativo di resistenza (valori decrescenti al crescere della corrente) specie per gli alti valori.

Le resistenze a filo con compensazione di induttanza presentano invece caratteristiche opposte.

Quanto basta perchè l'autore decida di accoppiarle in modo da ottenere un carico artificiale a larga banda.

Si accoppiano così (fig. 1) 2 resistenze da 200 Ω, 10 W a filo, in parallelo tra loro, con 10 resistenze da 100 Ω, 2 W a impasto.

I terminali delle resistenze antinduttive a filo vengono ripiegati nel montaggio in modo da dar luogo ad una piccola capacità di compensazione verso massa.

I risultati indicano un funzionamento accettabile della corrente continua ai 175 MHz.

Il grafico di Smith di fig. 2 mostra che si ha infatti un leggero prevalere di induttanza fino ai 40 MHz indi compensazione di induttanza e capacità con un r.o.s. di 1,2 e successivamente il prevalere di reattanza capacitiva fino ad un r.o.s. di 1,5.

Condizioni queste più che accettabili per la messa a punto di una stazione di amatore con 40 W di dissipazione con collegamento ad un cavo coassiale di uscita da 50 Ω.

Il tutto è stato montato su di un chassis metallico che viene chiuso in modo da schermare completamente il carico fittizio.

Su uno dei lati della scatola viene utilizzato per il collegamento un bocchettone per il cavo coassiale da 50 Ω.

Le misure furono condotte dall'autore con un ponte RX della Boonton Radio Co. *A.*

ing. dipl. H. H. Klinger

Principi di radio - astronomia*

L'INIZIO della radioastronomia si può far risalire al 1931, anno in cui l'ingegnere americano K. G. Jansky, studiando i disturbi radio provenienti dall'atmosfera, scoprì che una componente di queste radiazioni doveva provenire dalla via lattea. Tuttavia questa scoperta passò quasi inosservata perchè allora i radiotecnici non si interessavano di astronomia e gli astronomi di radiotecnica.

1. - CENNI STORICI

Di radioastronomia vera e propria si inizia a parlarne solo dopo la fine dell'ultima guerra. L'impulso a questo nuovo sviluppo è stato dato da una scoperta fatta già durante la guerra. Si era osservato infatti che anche il sole emetteva delle radiazioni, nel campo delle onde metriche e decimetriche, che potevano disturbare gli apparati radar, specialmente nei periodi di maggiore attività solare. Queste scoperte furono dapprima tenute segrete per ragioni militari ma subito dopo la guerra negli USA, in Inghilterra, in Australia, in Canadà e in Germania si crearono rapidamente dei centri di ricerca per la radioastronomia. Nell'Osservatorio dell'Università di Bonn sullo Stackert fu impiantato, con la previdente collaborazione della TELEFUNKEN, un grosso radiotelescopio che servirà sopratutto allo studio delle radiazioni selettive dell'idrogeno interstellare.

2. - SISTEMI DI OSSERVAZIONE. RADIOTELESCOPIO

Le lunghezze d'onda considerate dalla radio astronomia vanno da 20 m a 1 cm. Le onde più lunghe vengono schermate dalla ionosfera e quelle più corte vengono assorbite dall'atmosfera terrestre. L'osservazione delle radioonde provenienti dallo spazio astrale si fà con i cosidetti radiotelescopi che sono costituiti sostanzialmente da antenne direzionali. Si tratta normalmente di un grande specchio parabolico di metallo massiccio o di rete metallica nel cui fuoco si trova la vera e propria antenna ricevente costituita da un dipolo sintonizzato. Questi radio telescopi possono ruotare normalmente attorno a due assi in modo da poter ispezionare qualsiasi parte del cielo. Di solito i due assi sono uno verticale e uno orizzontale (montaggio azimutale) ma si preferisce ora il montaggio parallattico con il quale ruotando il telescopio con la stessa velocità angolare della terra si può osservare sempre lo stesso punto dello spazio.

La caratteristica più importante dei telescopi è il loro potere risolutivo, cioè la possibilità di percepire ancora distintamente due sorgenti che si trovino ad una certa distanza. Rispetto ai telescopi ottici i radiotelescopi hanno un potere risolutivo molto inferiore. Questo potere è tanto più alto quanto più alto è il rapporto fra la superficie dell'antenna e la lunghezza d'onda. Però le onde con cui ha a che fare la radioastronomia sono milioni di volte più grandi di quelle luminose, quindi anche il potere risolutivo dei radiotelescopi è corrispondentemente più basso. Per esempio il potere risolutivo di un radiotelescopio con un diametro di 7,5 m è di solo 10° per una lunghezza di 1 m. Per dare un punto di confronto ricordiamo che il sole è visto sotto un angolo di 0,5°.

Se si volesse raggiungere con la stessa lunghezza d'onda il potere risolutivo dell'occhio (1 minuto) ci vorrebbe una antenna con un diametro di 5 km.

I radiotelescopi finora costruiti hanno un diametro da 3 ad 80 m. Uno dei più grandi è quello dell'Osservatorio di Stockert che ha uno specchio parabolico del diametro di 25 m. La sua costruzione è stata eseguita da diverse ditte sotto la direzione della TELEFUNKEN che ha costruito tutta la parte elettronica.

Il potere risolutivo degli impianti astronomici può essere aumentato con il radiointerferometro. Esso è costituito da due antenne paraboliche direzionali di dimensioni ridotte, poste ad una distanza grande rispetto alla lunghezza d'onda ed in direzione Est-Ovest.

L'apparato ricevente è unico e si trova nella mezzeria fra le due antenne.

Quando una sorgente irradiante passa davanti a questo apparato, la tensione in uscita dal ricevitore, dapprima aumenta, poi passa per un massimo e poi scende nuovamente. Dal tempo in cui la tensione raggiunge il massimo si determina la longitudine della sorgente e dalle variazioni giornaliere della tensione, la latitudine.

Oltre all'interferometro ha trovato impiego nella radioastronomia anche la griglia di deviazione. Nella spettroscopia si adopera il prisma per analizzare le onde nella loro composizione spettrale. Nella radioastronomia esso serve per determinare la direzione di provenienza delle onde, una volta nota la loro lunghezza d'onda. In Australia sono stati montati, per la localizzazione delle macchie radio solari, degli interferometri multipli, basati sul principio della griglia di deviazione, che permettono di determinare in modo esatto la posizione delle singole sorgenti sulla superficie solare. Con due di queste griglie, disposte in croce, si può « spazzolare » tutta la superficie del disco solare, come fa il raggio elettronico sullo schermo di un televisore.

Per la misura delle radiazioni si usa un ricevitore ad alta sensibilità per onde corte o ultracorte. Questo ricevitore è composto di elementi che, trovandosi alla temperatura ambiente danno luogo a delle radiazioni proprie che provocano un rumore non distinguibile da quello cosmico. Quindi, se quest'ultimo è inferiore, non è più avvertito. È questa un'altra ragione per cui si tende ad impiegare dei ricevitori con rumore proprio particolarmente basso e delle antenne più grandi possibili per avere il massimo guadagno di potenza.

I metodi di misura impiegati sono due. Per l'osservazione delle radiazioni cosmiche estese si usa un sistema di misura diretto, la radiazione cosmica e il rumore proprio del ricevitore vengono amplificati assieme, demodulati, filtrati in un passa-basso RC e misurati.

Per la misura delle linee a 21 cm dell'idrogeno interstellare si impiega invece un sistema di misura per differenze, nel quale si confronta la temperatura di radiazione all'interno della banda con quelle esterne ad essa. Uno spettrometro di questo tipo è stato costruito dalla TELEFUNKEN per l'Osservatorio di Stockert.

3. - LE RADIAZIONI COSMICHE

La radiazione scoperta da Jansky nel 1931, misurata finora nel campo delle onde metriche ha origine in tutti i punti del cielo ma ha la maggiore intensità nella via lattea e raggiunge il massimo nel centro galattico. Si pensò dapprima che queste radiazioni avessero origine o in una emissione termica dei gas interstellari o nelle radiazioni galattiche di singole stelle. Queste ipotesi si dimostrarono però errate ed ora si pensa che si tratti di radiazioni di molte sorgenti separate che non possono essere distinte per il basso potere risolutivo dei radiotelescopi.

4. - SORGENTI DISCRETE

L'esistenza di sorgenti ben distinte e separate fu scoperta nel 1946 ed ora se ne contano circa 2.000. Esse devono essere controllate con dei sistemi direttivi

(*) Radio-astronomie. Radiowellen aus dem Weltraum, *Telefunken-Archivdienst*, XIII, giugno 1959.

ad alto potere risolutivo (Inghilterra e Australia). Esse sono distibuite in modo uniforme sul cielo ma sono più numerose nella zona della via lattea.
Negli ultimi anni si è cercato di identificare queste sorgenti con dei corpi visibili ma si è riusciti a farlo in modo certo solo con molto poche.
Per quanto riguarda l'origine di queste radiazioni alcuni pensano che nelle nubi ioniche si stabiliscano delle vibrazioni plasmari. Queste vibrazioni sono ben note nella tecnica delle scariche nei gas e delle valvole per microonde. Si tratta in pratica del movimento ordinato di un gran numero di elettroni, simile a quello che avviene nelle antenne trasmittenti.
Altri studiosi pensano che si tratti di radiazioni proprie di singoli elettroni molto veloci che si muovono nei campi magnetici stellari e interstellari. Una radiazione simile a questa si genera nei sincrotroni nei quali degli elettroni si muovono in un campo magnetico ad una velocità quasi pari a quella della luce. Questo tipo di radiazione si chiama perciò radiazione tipo sincrotrone. Essa è normalmente accompagnata da radiazioni luminose polarizzate. Una radiazione di questo tipo proviene dalle nebbie del Cancro, una Supernova la cui esplosione è stata osservata dagli astronomi cinesi nel 1054. Si fa l'ipotesi che questa nebbia sia piena di elettroni in rapido movimento che danno origine sia alle radiazioni luminose che a quelle radio.

5. - LA RADIAZIONE A 21 cm DEI GAS INTERSTELLARI

Le sorgenti finora considerate hanno una gamma continua molto estesa, invece l'idrogeno interstellare emette una unica radiazione alla frequenza di 1420,40 MHz che corrisponde a 21,1 cm. Questa linea trae origine dal passaggio dell'atomo di idrogeno dalle strutture eccitate a quella base, ed è prodotta dall'azione reciproca fra lo spin degli elettroni ed il momento magnetico del protone. In condizioni di eccitazione lo spin del nucleo e quello degli elettroni sono paralleli, nel passaggio alla condizione base i due assi scattano nella posizione antiparallela.
La variazione di quanti corrispondente a questo passaggio equivale proprio ad una frequenza di 1420,40 MHz. Nonostante che la probabilità di passaggio sia solo di 10^{-15} sec^{-1} (1 volta in 11 milioni di anni), per l'enorme numero di elettroni presenti, si ha una radiazione risultante misurabile.
La misura di questa linea a 21 cm è molto importante perchè offre la possibilità di studiare la struttura e la dinamica dei sistemi galattici.
L'astronomo olandese J. H. Oort è per esempio riuscito a dimostrare che la nostra via lattea ha una struttura spiraliforme come molti altri sistemi stellari, cosa questa che si sospettava da parecchio tempo ma che non si era mai riusciti a dimostrare senza la radioastronomia.

6. RADIAZIONI SOLARI

Si sospettò che il sole emettesse oltre la luce anche delle onde elettriche già pochi anni dopo la scoperta delle onde Hertziane, però la loro presenza fu accertata solo quando si costruirono degli apparati radar particolarmente sensibili.
Le radioonde emesse dal sole si possono dividere in due gruppi, quelle emesse in condizioni normali e quelle emesse dai punti in eruzione.
Le prime hanno origine da una emissione termica degli elettroni liberi negli strati ionizzati più esterni della corona solare. In essa gli elettroni di idrogeno sono quasi completamente dissociati in elettroni e protoni. Perciò il campo elettrico in continuo tumulto dei protoni positivi agita, accelera e ferma gli elettroni, essi emettono allora uno spettro continuo di radiazioni le cui onde maggiori si trovano nel campo delle onde metriche e corrispondono ad una temperatura di circa 1 milione di °K. Le onde al di sotto di 30 cm corrispondono invece ad una temperatura di 10^4 °K.
Le radiazioni emesse in condizioni normali hanno una intensità praticamente costante e alla loro emissione partecipa tutto il disco solare. Ad esse si sovrappongono delle fluttuazioni più o meno irregolari che possono raggiungere delle intensità elevatissime (anche un milione di volte superiori a quella normale) nel caso di eruzioni o esplosioni della cromosfera solare. Durante queste esplosioni che sono accompagnate anche da fenomeni luminosi si osserva molto spesso un feding totale del traffico in onde corte nella parte della terra illuminata dal sole. Alcune ore dopo le eruzioni si osserva infine in modo non raro un aumento delle radiazioni cosmiche corpuscolari. È certo quindi che queste esplosioni radio sul sole vengono provocate più o meno direttamente da particelle e correnti corpuscolari nell'atmosfera solare.
La variazione di intensità delle radiazioni in caso di eruzioni solari è molto più forte e repentina nel campo delle onde metriche che in quello delle onde centrimetriche. L'intensità di queste ultime dipende piuttosto dal numero di macchie solari presenti e la relazione è ormai così ben nota che per esempio, misurando l'intensità della radiazione solare a 10 cm, si può dire quante sono le macchie solari presenti in quel momento.
La misura si può fare anche con cielo nuvoloso perchè le onde passano liberamente attraverso le nubi. Queste proprietà viene utilizzata praticamente nel radio-sestante, un apparecchio che serve ad individuare la posizione del sole attraverso le onde decimetriche da esso emesse. Il radio-sestante sarà molto utile anche per i voli spaziali.

7. - RADIOONDE DEI PIANETI

Il campo delle radioonde dei pianeti è il più giovane della radioastronomia.
La luna emette una debole radiazione nel campo delle onde centimetriche e millimetriche, dovute al riscaldamento della superficie lunare da parte del sole. Essa servirà a studiare lo strato immediatamente al di sotto della superficie.
Invece le radiazioni provenienti dai pianeti sono di una natura completamente diversa. Nel 1955 si scoprì una radiazione inaspettatamente forte e variabile proveniente da Giove. Le ricerche successive hanno dimostrato che anche Venere e Saturno emettevano radiazioni di tipo simile, cioè costituite da impulsi separati. Anzi in Giove si è osservato che la frequenza di questi impulsi coincide con il periodo di rotazione di questo pianeta, il che ha fatto concludere che la sorgente si trova in un punto ben determinato della superficie del pianeta che è visibile anche otticamente e si presenta come una macchia chiara.

8. - LA RADARASTRONOMIA

La radar-astronomia è un ramo completamente a sè della radio-astronomia. essa non studia le radiazioni provenienti dai corpi celesti ma si preoccupa invece di irradiare da una trasmittente terrestre degli impulsi in alta frequenza, che, dopo riflessione su oggetti cosmici, ritornano come un'eco, vengono ricevuti e osservati con un tubo oscilloscopico. Il metodo è già stato impiegato parecchie volte sulla luna. In questo caso gli impulsi di ritorno sono molto distorti ed attenuati. Le distorsioni hanno origine nella irregolarità della superficie lunare, il feding è invece da attribuire all'attraversamento della ionosfera; però le variazioni più veloci dell'intensità (periodo di alcuni secondi) si pensa siano da attribuire al moto di librazione della luna.
La radar-astronomia ha una particolare importanza per lo studio delle meteore. Infatti gli impulsi radio vengono riflessi dalla traiettoria descritta dalla meteora (aria ionizzata). Con delle attrezzature adatte si può determinare anche la velocità di caduta. Inoltre con questo sistema è possibile controllare anche le meteore diurne. Una importante scoperta di queste ricerche è stata la dimostrazione che le meteore osservate, a parte alcuni casi poco chiari, appartengono tutte al sistema solare e non ad altri sistemi galattici.
Da quel poco che abbiamo potuto dire si può intuire quale è stato lo sviluppo della radioastronomia nei suoi primi dieci anni di vita. Essa rappresenta un metodo di indagine molto potente e, potendo essa « vedere » anche in zone dello spazio, precluse al telescopio ottico a causa di polvere o nebbie cosmiche, potrà forse nel futuro dare una risposta alla domanda su quale è la struttura, lo sviluppo e l'origine dell'universo.

A

Radioricevitore a transistor di alto rendimento

0135 – *Sig. F. Giammei – Roma.*

Nei numeri precedenti di l'*Antenna*, ed in questa stessa rubrica, sono stati pubblicati alcuni schemi relativi ad apparecchi radioriceventi a transistori, alcuni dei quali veramente ottimi. Ad ogni modo in figura 1 si riporta lo schema di un interessante apparecchio a sette transistori, di cui due in push-pull, e con due diodi al germanio. Mentre il primo diodo, del tipo OA70, funge da rivelatore, il secondo, del tipo OA79, assolve alle funzioni di smorzatore per il C.A.V. Un transistore OC44 funge da convertitore autooscillante ed è seguito da due transistori OC45 appartenenti ai due stadi a media frequenza. Infine un OC71 ha funzione di preamplificatore a BF, ed un secondo OC71 funge da pilota dello stadio finale, che come detto, è costituito da un push-pull, in classe *B*, di due OC72.

La sensibilità di un tale apparecchio è di 7,6 μV (sulla base del transistore OC44) per un uscita di 50 mW. La potenza di uscita, con una distorsione massima del 10% è di 250 mW. Il consumo è di 11 mA in assenza di segnale e di 30 mA con uscita a 50 mW. L'antenna è del tipo in ferroceptor. La media frequenza, del tipo per transistori, ha il valore di 452 kHz. L'altoparlante sarà scelto con una impedenza da 5 ohm. I trasformatori d'ingresso e di uscita, le frequenze intermedie, e la bobina dell'oscillatore sono tutte del tipo PHILIPS e quindi sono rintracciabili in commercio. Lo stesso dicasi per il termistore usato.

Ecco i valori dei vari componenti, tenendo presente che le resistenze, qualora non sia dichiarato altrimenti, debbono essere del tipo da 0,5 W.

L_1 = antenna ferroceptor; L_2 = bobina per oscillatore; T_1 = 1° trasf. media frequenza; T_2 = II trasf. media frequenza; T_3 = III trasf. media frequenza; T_4 = trasformatore per push-pull; T_5 = trasformatore di uscita. Condensatori: C_1 = 10 pF ceramico a tubetto; C_2 = 30 pF compens. ad aria; C_3 = 6,5-85 pF, variabile Facon; C_{3B} = 7,5-130 variabile Facon; C_4 = 3300 pF, poliestere; C_5 = 470 pF, ceramico tubetto; C_6 = 50 pF, compensatore variabile a filo; C_7 = 100.000 pF, poliestere; C_8 = 47.000 pF, poliestere; C_9 = 8200 pF, ceramico pin-up; C_{10} = 2,5 μF, elettrolitico miniatura; C_{11} = 10000 pF poliestere; C_{12} = 100.000 poliestere; C_{13} = 22 pF, ceramico tubetto; C_{14} = 100.000 pF, poliestere; C_{15} = 100.000 pF, poliestere; C_{16} = 100.000 pF, poliestere; C_{17} = 22 pF, ceramico tubetto; C_{18} = 10.000 pF, ceramico pin-up; C_{19} = 100.000 pF, poliestere; C_{20} = 10.000 pF, ceramico pin up; C_{21} = 2,5 μF, elettrolitico miniatura; C_{22} = 100 μF, elettrolitico miniatura; C_{23} = 2,5 μF, elettrolitico miniatura; C_{24} = 100 μF, elettrolitico miniatura; C_{25} = 1500 pF, ceramico pin up; C_{26} = 330 pF ceramico a perlina; C_{27} = 100.000 pF, poliestere; C_{28} = 80 μF, elettrolitico miniatura; C_{29} = 80 μF, elettrolitico miniatura.

Resistenze: R_1 = 2,2 kΩ; R_2 = 1 kΩ; R_3 = 8,2 kΩ; R_4 = 2,2 kΩ; R_5 = 120 kΩ; R_6 = 10 kΩ; R_7 = 680 Ω; R_8 = 1 kΩ; R_9 = 22 kΩ; R_{10} = 3,9 kΩ; R_{11} = 68 Ω; R_{12} = 220 Ω; R_{13} = 1,5 kΩ; R_{14} = 20 kΩ; potenziometro; R_{15} = 2,2 kΩ; R_{16} = 15 kΩ; R_{17} = 82 kΩ; R_{18} = 1,8 kΩ; R_{19} = 6,8 kΩ; R_{20} = 27 kΩ; R_{21} = 22 kΩ; R_{22} = 680 Ω; R_{23} = 560 Ω; R_{24} = 47 kΩ; R_{25} = 82 Ω; R_{27} = 1 kΩ; R_{28} = 2 kΩ; R_{29} = 1 kΩ; R_{30} = 220 Ω; R_{31} = 22 kΩ; R_{26} = termistore tipo B8.320.01A/-130E Philips.

(P. Soati)

A proposito di un oscilloscopio descritto sulla rivista. Caratteristiche dei tubi a raggi catodici DG-10-6 e 3AP1

0136 – *Sigg. G. Ferrarese – Villa E.; M. Corsini – Milano.*

Rispondo ordinatamente al primo quesito:
1°) non ritengo consigliabile la sostituzione del tubo originale, con quello in suo possesso per il fatto che le caratteristiche di funzionamento differiscono sensibilmente: in tal caso sarebbe opportuno portare delle modifiche al circuito che è possibile suggerire, solo dopo aver effettuato delle accurate prove.
2°) Può senz'altro sostituire il raddrizzatore al selenio con uno del tipo a tubo termoionico, modificando il circuito in tale senso. Non vedo però il vantaggio che ne ricava attuando l'alimentazione esterna.
3°) Può senz'altro usare i compensatori in suo possesso aventi la capacità da 4 ÷ 30 pF.
I tubi DG 10/6 e 3AP1 sono del tipo a deflessione statica. Ecco le singole caratteristiche:
TUBO 3AP1 (zoccolo fig. 1) Larghezza schermo: 78 mm. Lunghezza: 327 mm. Colore: verde. Persistenza: media. D_1D_2 asimmetriche. D_3D_4 asimmetriche. Filamento: 2,5 V 2,1 A; V_{a2} = 1500 V; V_{a1} = 430 V; V_{g1} = — 50 V. Sensibilità: D_1D_2 = 0,223 V/mm, D_3D_4 = 0,223 V/mm.
TUBO DG 10-6 (zoccolo fig. 2). Larghezza schermo: 89 mm. Lunghezza: 341 mm. Persistenza: media. Colore: verde. D_1D_2 = simmetriche. D_3D_4 = simmetriche. Filamento: 6,3 V, 0,3 A; V_{a3} = 4000 V; V_{a2} = 2.000 V; V_{a1} = 400/700 V; V_{g1} = — 45/100 V. Sensibilità = D_1D_2 = 0,250 V/mm, D_3D_4 = 0,310 V/mm.

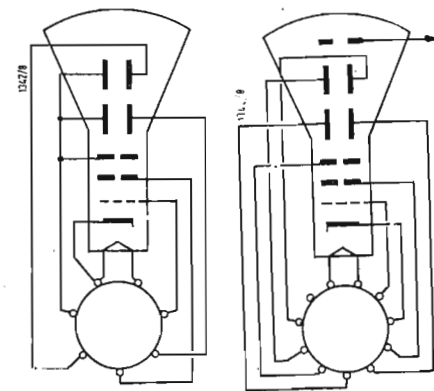
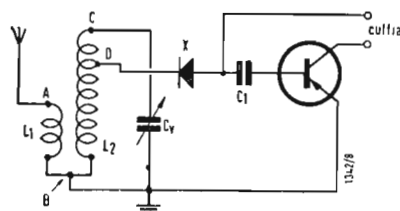
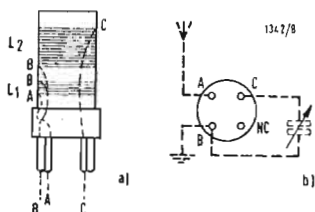
(P. Soati)

A proposito del generatore di B.F. descritto su « l'antenna » nel 1956

0137 – *Sig. M. Tondi – Genova.*

I due diodi indicati nello schema con le sigle G_{11} e G_{12} possono essere del tipo OA81 o similari. Come valvola stabilizzatrice può senz'altro usare la OA2. La resistenza da 12 MΩ, che fa parte del circuito relativo la prima sezione del commutatore S_1, e che nello schema risulta essere isolata, deve essere connessa al comune delle altre due resistenze. Tenga presente che la seconda resistenza dello stesso circuito, deve avere un valore di 1,2 MΩ e non 12 MΩ, come si legge sullo schema (le tre resistenze avranno rispettivamente un valore di 12 MΩ, 1,2 MΩ e 120.000 kΩ).
Per l'allineamento può usare due trimmer messi in parallelo alle due sezioni da 500 del variabile in suo possesso.

(P. Soati)

Apparecchio ricevente a cristallo eventualmente seguito da uno stadio a bassa frequenza a transistor, autoalimentato

0138 – *Sig. G. Taralli – Napoli.*

Non capisco perchè debba essere cosa sgradita pubblicare lo schema di un apparecchio a cristallo: anzi debbo ammettere che ciò mi procura un certo piacere perchè inconsciamente mi trasporta alquanto indietro nel tempo facendomi rivivere quelle ore veramente felici che ho trascorso la prima volta che con un apparecchio di mia costruzione mi è stato possibile udire soltanto alcuni segnali Morse! Sebbene si viva nell'epoca del radiocomando applicato ai razzi spaziali, è evidente che il primo gradino che occorre salire per raggiungere le alte mete è sempre lo stesso.

Il circuito di un ricevitore a cristallo è riportato in fig. 1 e non necessita di molte spiegazioni. La bobina, che sarà realizzata secondo le indicazioni della fig. 2, può essere del tipo fisso, oppure, nel caso si desideri la ricezione di più gamme, del tipo intercambiabile. L'avvolgimento sarà eseguito sopra del cartone bachelizzato avente un diametro di tre centimetri, usando del filo da 2/10, preferibilmente coperto con due strati di seta. Per le *onde lunghe*, L_1 sarà costituita da 60 spire unite e L_2 da 230 spire pure unite, avvolte a circa 3 mm. da L_1. Per le *onde medie*, L_1 comporta 30 spire unite e L_2 110 spire unite e separate da L_1 sempre di 3 mm. Eventualmente potranno essere preparate delle bobine per le onde corte, ma in tal caso sarebbe consigliabile diminuire il valore massimo della capacità del variabile, il quale normalmente avrà una capacità massima compresa fra 450 e 500 pF. Il tipo ad aria è consigliabile presentando meno perdite, ma nulla vieta di usare un variabile a mica il quale ha il notevole vantaggio di occupare molto meno spazio. C_1 è un condensatore fisso a mica da 2000 pF. Come rivelatore può essere usato un cristallo a galena munito di cercatore a baffo di gatto oppure, più modernamente un diodo al germanio, come ad esempio il tipo OA70, che evita difficoltose ricerche del punto sensibile del cristallo (a titolo di curiosità informiamo i lettori che lo scrivente, realizzando un circuito di fortuna simile a quello descritto, usò come rivelatore una modesta patata cruda; chissà mai che qualche radioamatore non trovi il mezzo di costruire tanto la bobina quanto il variabile con altri generi commestibili realizzando così un apparecchio veramente utile sotto diversi punti di vista!)

In fig. 3 allo schema in questione è stato fatto seguire un transistore avente funzioni di amplificatore AF auto-alimentato. Infatti la sua alimentazione viene fornita dal diodo a cristallo alla cui uscita esistono due componenti distinte: una di bassa frequenza ed un altra a corrente continua. Quest'ultima, in presenza di un segnale piuttosto robusto, serve a fornire la tensione di alimentazione al collettore del transistore. Per ottenere ciò il diodo OA70 deve essere collegato con il suo catodo alla presa intermedia della bobina L_2 indicata con la lettera *D*.

La componente di bassa frequenza viene inviata alla base del transistore tramite il condensatore C_1, del tipo a carta e a bassa tensione, ed avente una capacità di 2 μF. Come transistore è consigliabile l'uso di un OC71. La bobina sarà realizzata come nel circuito precedente, tenendo presente che la presa intermedia, nella gamma delle onde lunghe, deve essere effettuata alla 85ª spira a partire dal lato *B*, e per le onde medie alla 40ª spira sempre dallo stesso lato.

La cuffia sarà del tipo da 4000 Ω.

(*P. Soati*)

Caratteristiche statiche e dinamiche di un tubo

0139 – *Sig. P. Scotti – Genova*

Le caratteristiche di un tubo hanno lo scopo di identificare le particolarità elettriche ed i valori dei parametri del tubo stesso, e possono essere date tanto in forma numerica quanto in forma di grafici.

Mentre le caratteristiche statiche si ottengono applicando ai vari elettrodi dei potenziali continui, le caratteristiche dinamiche sono rilevate applicando alla griglia controllo un potenziale alternato, per differenti potenziali statici applicati agli altri elettrodi. È evidente come le caratteristiche dinamiche siano essenzialmente indicative delle prestazioni del tubo nelle reali condizioni di funzionamento.

Fra le principali caratteristiche dinamiche si rileva il coefficiente di amplificazione, la resistenza interna anodica, la trasconduttanza griglia controllo-anodo, e la trasconduttanza di conversione. Inoltre per determinare le singole prestazioni dei tubi è opportuno conoscere la potenza di uscita, la sensibilità di potenza, ed il rendimento anodico.

Il coefficiente di amplificazione (μ) è indicato dal rapporto fra una variazione di tensione anodica e la variazione di tensione di griglia controllo per la quale la corrente anodica rimane costante. Ad esempio, in un caso che la tensione anodica aumenti di 2 V e per mantenere costante la corrente anodica sia necessario ridurre la tensione di griglia controllo di 0,2 V avremo che il coefficiente di amplificazione sarà uguale a 10 (2/0,2).

La resistenza anodica interna (r_a) rappresenta la resistenza che è offerta dal tragitto catodo-anodo di un tubo al passaggio della corrente alternata. Essa viene misurata con il rapporto fra una variazione della tensione anodica e la corrispondente variazione della corrente anodica, per una tensione di griglia costante. Essa si misura in ohm. Così nel caso che una variazione di tensione anodica di 2 V produca una variazione di corrente di 0,0002 A (0,2 mA) la resistenza interna sarà data dal rapporto 2/0,0002 e perciò uguale a 10.000 Ω.

La trasconduttanza (G_m) è data dal rapporto fra una variazione della corrente anodica e la variazione di tensione di griglia che è capace di provocarla, qualora la tensione anodica venga mantenuta costante. Essa si misura in mho (A/V) cioè il reciproco di un ohm ed anche in micrombo (μA/V). Se ad esempio una variazione di tensione di griglia di 0,5 V da luogo ad una variazione di corrente anodica di 0,002 A (2 mA), la trasconduttanza sarà uguale a $0{,}002/0{,}5 = 4000$ μA/V.

La trasconduttanza di conversione (G_c) riguarda i tubi convertitori di frequenza, ed è misurata dal rapporto fra la corrente a frequenza intermedia che circola nel circuito anodico e la tensione a radio frequenza applicata alla griglia controllo. Esso si misura in micromho o μV/A. Esistono dei tubi amplificatori a trasconduttanza variabile e che sono detti anche a μ variabile, dato che il coefficiente di amplificazione è legato alla resistenza interna anodica ed alla trasconduttanza dalla espressione $\mu = ra \times G_m$. In tali tubi, la trasconduttanza varia con il variare della tensione di polarizzazione negativa applicata alla griglia controllo. Cioè di-

Un grave lutto ha colpito il nostro collaboratore e collega Sig. Donatello Bramanti per la perdita, avvenuta a Varese il 20 novembre scorso, della moglie Signora Marfisa Peruzzi madre dell'Ing. Leonardo direttore de l'Antenna.

L'editore Alfonso Giovene unitamente a tutti i dipendenti e collaboratori della Editrice Il Rostro e della Tip. Ediz. Tecniche si associa al grande dolore e porge le più sentite condoglianze alla famiglia Bramanti.

a colloquio coi lettori

minuisce con l'aumentare della polarizzazione negativa. I tubi a trasconduttanza variabile permettono di diminuire notevolmente i disturbi dei segnali molto forti aventi frequenza prossima a quella del segnale che si desidera ricevere (modulazione incrociata) e di ridurre la distorsione della modulazione qualora il tubo debba funzionare in un tratto troppo curvo della caratteristica di griglia.

La potenza di uscita indica la massima potenza fornita dal carico anodico per un dato valore di distorsione che generalmente è scelto non superiore al 10 %. Essa si indica in watt.

Il rendimento anodico è dato, in percentuale, dal rapporto fra la potenza di uscita fornita dal carico e la potenza anodica consumata e precisamente secondo l'espressione:

$$\text{Rendimento anodico in } \% = \frac{\text{Potenza di uscita}}{\text{Tensione anodica media} \times \text{corr. anodica media}} \times 100.$$

La sensibilità di potenza è data dal rapporto fra la potenza di uscita ed il quadrato della tensione efficace alternata che è necessario applicare alla griglia controllo per ottenere detta potenza.
Per i tubi rettificatori sono importanti le seguenti caratteristiche:
La massima tensione di picco inversa anodica che corrisponde alla massima tensione istantanea che il tubo può sopportare fra anodo e catodo, durante il semiperiodo di non conduzione.

La massima corrente di picco anodica che corrisponde alla massima corrente istantanea che il tubo può sopportare in direzione del normale flusso di corrente. Essa è funzione della capacità del condensatore di ingresso del filtro e dell'impedenza del trasformatore che fornisce la tensione alternata all'anodo.
La massima corrente continua operativa che è la massima corrente anodica media che il tubo può sopportare con continuità. Essa è limitata dalla capacità di dissipazione del tubo.

Alle altre domande risponderò direttamente.

P. (Soati)

servizio TV

(segue da pag. 515)

Risparmiamo al lettore tutte le elucubrazioni e congetture formulate attorno a questa constatazione (tenuto conto che risultano perfetti *aa*, *ab* ed il triodo) ed arriviamo subito alla scoperta di un sottilissimo strato di pasta salda dalla forma e nella posizione disegnata in fig. 3.

La consecutio dei fatti è presumibile sia stata la seguente:

1°) Quando è stato sostituito il trasformatore blocking originale con quello Philips, l'apparecchio, per comodità, è stato capovolto e posto in posizione orizzontale;

2°) durante l'operazione, una piccola goccia molto calda di pasta salda è caduta nel punto indicato, divenendo sottile, larga e quasi invisibile a meno di regolare opportunamente l'angolo d'incidenza della lampada illuminante;

3°) i collegamenti stampati, coperti da tale goccia, fanno capo rispettivamente al catodo ed alla placca del triodo oscillatore. Mentre il primo è a massa, l'altro è percorso da c.c. di 450 V più la componente alternata rilassata di oltre 200 V picco-picco.

4°) La così detta pasta salda è notoriamente un miscuglio di grasso animale emulsionato con soluzione di acido cloridrico « cotto », in piccolissime gocce. Mentre il grasso è un discreto isolante, l'acido cloridrico è un discreto conduttore. Può quindi succedere che quando il miscuglio è a bassa temperatura, il grasso ben solido, le goccioline d'acido bloccate nella massa ed isolate l'una dall'altra, immergendovi i puntali di un ohmmetro si possano leggere resistenze di oltre 1.000 MΩ; ma quando come nel caso in esame, la pasta è finita su una piastra che può anche superare i 50 C° di temperatura e, liquefacendo, le goccioline acide libere di galleggiare sono sollecitate da centinaia di volt ad allinearsi e mettersi in contatto l'una coll'altra, allora può succedere ciò che infatti succedeva: si trasformava in un resistore di valore variabile ad andamento capriccioso che solo a freddo ridiventava di valore quasi infinito. Difficilmente, col tempo, l'inconveniente avrebbe potuto autoeliminarsi per evaporazione dell'acido in quanto, per elettrolisi, avrebbe potuto andarsene l'idrogeno ma non il cloro, i sali di zinco ed i sali di rame sicuramente formatisi per corrosione.

La riparazione s'è quindi ridotta a pulire con uno straccio qualche centigrammo di pasta salda. E bisogna onestamente convenire che il preparare la parcella per un intervento del genere implica seri problemi di coscienza! *A*

sulle onde della radio

Germania Orientale

La stazione ad onde corte di Leipzig (Lipsia) su 9730 kHz irradia un programma in lingua araba alle seguenti ore: 05.00-06.00, 12.00-13.00, 14.00-17.00.

Hong-Kong

La stazione commerciale di Hong-Kong emette su 1050 e 1530 kHz. Sulla frequenza di 1050 vengono emessi i programmi in cinese mentre su 1530 kHz in inglese. Eventuali cartoline QSL a HONG-KONG COMMERCIAL BROADC. CO. LTD. Post Box 3000.

Ungheria

Radio Budapest emette un regolare programma DX « DX-CLUB OF THE WORLD » in inglese al Martedì dalle ore 21.15-21.30 su 9833 kHz, ed ogni secondo martedì del mese.

Iran

Il servizio esterno di Radio Teheran è ora in aria come segue: Urdu 1300 su 895, 3870, 9680; Kurdu 1830 e Arabo 1930 su 1250 e 6040 kHz; Turco 21.00, Francese 21.15, Inglese 21.30 su 1250 e 15100 kHz. (Questa ultima stazione indicata come 15 MHz è stata osservata e misurata su 15123 kHz.

Lussemburgo

Dal 1° settembre il programma in lingua tedesca di Radio Lussemburgo è trasmesso dalle 13.000-17.55 su 1439 e 6090 kHz. Dal 1° Gennaio 1960 questo programma sarà irradiato dalle ore 13.00 alle ore 19.00 sulle stesse frequenze.

Isole Marshall

Ringraziamo vivamente il sig. A. M. Branks che dalla Nuova Zelanda ci ha trasmesso la seguente notizia. Accanto alle stazioni dell'A.F.R.S. WXLE (1385 kHz-0,4 kW) e WXLG (1220 kHz-1 kW) è entrata in funzione una altra piccola stazione la WSZO su 1500 kHz di 0,2 kW. La stazione emette principalmente con intenti locali ed è in aria 2 ore per giorno dalle ore 03.00 alle ore 05.00.

Sudan

La Radiodiffusione della Repubblica Sudanese di Bamako usa i suoi trasmettitori ad onde corte come segue: su 4835 kHz dalle 07.30-10.00 e 19.00-24.00; su 9745 kHz viene impiegata tra le ore 10.00 e 19.00. I programmi sono in francese al Lunedì 21.00-22.40, Mercoledì 21.00-23.15, Sabato 21.00-24.00, Domenica 19.45-23.00. Notizie in lingua francese giornalmente alle ore 23.00. Tutti gli altri programmi sono trasmessi in dialetto.

(micron)